

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H04Q 7/20

H04L 25/03 H04B 7/005

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01143146.6

[43]公开日 2002年5月29日

[11]公开号 CN 1351454A

[22]申请日 2001.11.1 [21]申请号 01143146.6

[30]优先权

[32]2000.11.1 [33]JP [31]334723/00

[32]2001.4.10 [33]JP [31]111105/01

[71]申请人 株式会社NTT 都科摩

地址 日本东京

[72]发明人 山田武史 富里繁 松本正

[74]专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

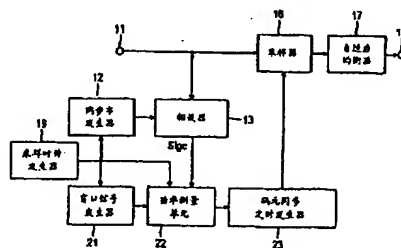
代理人 邵亚丽 马莹

权利要求书6页 说明书17页 附图页数25页

[54]发明名称 自适应均衡设备和方法

[57]摘要

本发明公开了自适应均衡设备和方法,其中,计算接收信号和同步字信号之间的相关性。定义具有等于自适应均衡器的均衡范围的时间范围的窗口信号。计算在每个窗口信号#1、#2、#3...内的相关输出信号的功率和,这是通过在时域中对窗口信号进行顺序移位来完成的,并且,所获得的功率和最大的特定窗口信号的上升沿定义为码元同步定时。



ISSN 1008-4274

知识产权出版社出版

BEST AVAILABLE COPY

权 利 要 求 书

1. 一种自适应均衡设备, 包括:

一个同步字发生器, 用于提供与从发射机发射的同步字相同的同步字;

5 一个相关器, 用于接收作为输入的所述同步字信号和一接收信号, 以计算该接收信号与同步字信号之间的相关性, 并且提供作为相关输出信号的相关值;

10 一个功率测量单元, 用于接收作为输入的所述相关输出信号, 并且确定给定时间范围内该相关输出信号的功率和, 在此期间对该时间范围在时域中进行位移;

一个码元同步定时信号发生器, 用于选择L个定时, 通过比较由所述功率测量单元所计算的功率和与给定基准值, 获得这L个定时处的L个功率和, 其中L是大于或等于1的整数, 并用于根据所选择的L个定时来产生和提供多个码元同步定时信号;

15 一个采样器, 用于利用L个码元同步定时信号对接收信号进行采样; 和一个自适应均衡器, 用于接收采样后的接收信号, 并用于对该信号进行自适应均衡, 以提供所判决的码元。

2. 按照权利要求1所述的自适应均衡设备, 该设备还包括:

20 一个功率比较器, 用于接收来自所述功率测量单元的功率和, 并用于向所述码元同步定时发生器提供一个定时, 在该定时处获得比一个阈值大的功率和。

25 3. 按照权利要求2所述的自适应均衡设备, 其中, 预设置多个阈值, 并且, 所述自适应均衡设备还一个功率比较器, 用于向所述码元同步定时发生器提供一个定时, 在该定时处只获得所有超过多个阈值的多个功率和之中的、超过多个阈值中的最大阈值的那些功率和。

4. 一种自适应均衡设备, 包括:

一个同步字发生器, 用于提供一同步字信号序列, 该同步字信号序列的与由发射机发射的同步字相同;

30 一个相关器, 用于接收作为输入的所述同步字信号和一接收信号, 并用于计算该接收信号与同步字信号之间的相关性, 以提供作为相关输出信号的相关值;

一个功率测量单元，用于接收作为输入的所述相关输出信号，并且确定给定时间范围内该相关输出信号的功率和，在此期间对该时间范围在时域中进行位移；

- 5 一个码元同步信号发生器，用于检测一个定时，在该定时上由功率测量单元计算的功率和的幅度在第一时间超过一阈值，并用于根据上面第一次提到的定时提供一个码元同步定时信号；

一个采样器，用于接收码元同步定时信号和接收信号，并用于对该接收信号进行采样；和

- 10 一个自适应均衡器，用于接收由采样器采样后的所述接收信号作为输入，并用于对接收信号进行自适应均衡，以提供所判决的码元。

5. 一种自适应均衡设备，包括：

一个同步字发生器，用于提供一同步字信号序列，该同步字信号序列与由发射机发射的同步字相同；

- 15 一个相关器，用于接收所述同步字信号和一接收信号，并用于计算该接收信号与同步字信号之间的相关性，以提供作为相关输出信号的相关值；

一个功率方差测量单元，用于接收作为输入的所述相关输出信号和一阈值，用于确定给定时间范围内所述相关输出信号的平均值和方差，在此期间对所述时间范围在时域中进行移位，并且用于在平均值大于阈值信号的定时上获得K个方差，其中K是等于或大于1的整数；

- 20 一个码元同步定时发生器，用于根据K个定时产生K个码元同步定时信号；

一个采样器，用于利用所述K个码元同步定时信号对所述接收信号进行采样；和

- 25 一个自适应均衡器，用于接收采样后的所述接收信号作为输入，并用于对该接收信号进行自适应均衡，以提供所判决的码元。

6. 按照权利要求1或5所述的自适应均衡设备，还包括：

一个第二码元同步定时发生器，用于根据第一个到达路径的定时产生码元同步定时信号；和

- 30 一个定时选择器，用于按照要提供的通信质量，在来自上述第一次提到的码元同步定时发生器的码元同步定时信号与来自所述第二码元同步定时发生器的码元同步定时信号之间自适应地切换要提供给采样器的定时。

7. 按照权利要求 5 所述的自适应均衡设备, 该设备还包括:

一个功率测量单元, 用于接收相关输出信号作为输入, 并用于确定给定时间范围内的所述相关输出信号的功率和, 在此期间对所述时间范围在时域中进行移位;

5 一个第二码元同步定时发生器, 用于确定 L 个定时, 根据由功率测量单元所计算的功率和来获得这 L 个定时处的功率和, 其中 L 是等于或大于 1 的整数, 这些功率和是从中选择的, 并用于根据 L 个定时提供码元同步定时信号; 和

10 一个定时选择器, 用于按照通信质量, 在来自上述第一次提到的码元同步定时发生器的码元同步定时信号与来自所述第二码元同步定时信号发生器的码元同步定时信号之间自适应地切换要提供给采样器的定时。

8. 按照权利要求 1、4 和 5 中任何一个权利要求所述的自适应均衡设备, 其中, 所述功率测量单元或功率方差测量单元配置成在给定时间范围内以采样器的采样周期对相关输出信号进行采样, 并且计算采样后信号的功率和或者功率方差。

15 9. 按照权利要求 1、4 和 5 中任何一个权利要求所述的自适应均衡设备, 其中, 所述自适应均衡器包括一个时间和空间均衡器, 该均衡器在时域中执行均衡并在空间域中执行信号处理。

20 10. 按照权利要求 1 或 5 所述的自适应均衡设备, 其中, 所述 K 或 L 代表大于 1 的数量, 并且, 所述自适应均衡器还包括: 多个估计误差输出部分, 每个该部分提供多个采样后的接收信号之一与每个副本信号之间的误差信号功率; 和一个自适应均衡处理器, 对该处理器输入包括来自所述估计误差输出部分的、相加到一起的误差信号功率的误差信号功率。

25 11. 按照权利要求 1 或 5 所述的自适应均衡设备, 其中, 所述 K 或 L 代表大于 1 的数量, 并且, 所述自适应均衡器还包括: 一个处理器, 该处理器对多个采样后的接收信号进行自适应均衡; 和一个最终处理器, 该处理器按照通信质量对来自自适应均衡处理器的输出进行处理, 以提供最终输出。

12. 按照权利要求 1、4 和 5 中任何一个权利要求所述的自适应均衡设备, 该设备还包括:

30 一个多波束形成器, 用于对来自多个天线的接收信号进行加权, 以形成多波束天线模型, 并用于把已加权的接收信号供应给采样器;

为来自多波束形成器的每个所接收信号提供相关器、功率测量单元或功率方差测量单元和码元同步定时发生器，来自码元同步定时发生器的码元同步定时信号馈送给采样器，对该采样器馈送对应波束所接收信号。

13. 一种自适应均衡方法，包括步骤：

5 产生与从发射机发射的同步字相同的同步字信号序列；

计算所接收信号与同步字信号之间的相关性，并将所得到的相关值作为相关输出信号提供；

计算给定时间范围内的相关输出信号的功率和，在此期间对该时间范围在时域中进行位移；

10 通过比较所述功率和与给定的基准值，来选择L个功率和，其中L是等于或大于1的整数，并根据获得了所选择功率和之一的定时，产生码元同步定时信号；

利用L个码元同步定时信号对所接收信号采样；和

对采样后的接收信号进行自适应均衡，以确定所判决的码元。

15 14. 按照权利要求13所述的自适应均衡方法，其中，所述L个功率和是从大于一阈值的功率和中选择，以便确定所述L个定时。

15. 按照权利要求13所述的自适应均衡方法，其中，所述L个功率和是以功率和的递减顺序选择的。

20 16. 按照权利要求13所述的自适应均衡方法，其中，所述L个功率和的选择使得超过多个阈值的功率和中的那些超过最大阈值的功率和被选择，以确定定时。

17. 一种自适应均衡方法，包括步骤：

产生与从发射机发射的同步字相同的同步字信号序列；

25 计算一接收信号与所述同步字信号之间的相关性，并提供所得到的相关值作为相关输出信号；

计算给定时间范围内的相关输出信号的功率和，在此期间对该时间范围在时域中进行位移；

确定一个定时，在该定时上获得一功率和，该功率和的幅度在第一时间超过一阈值，并根据所述定时产生码元同步定时信号；

30 利用码元同步定时信号和所述接收信号对接收信号进行采样；和对采样后的接收信号进行自适应均衡，以确定所判决的码元。

18. 一种自适应均衡方法, 包括步骤:

产生与从发射机发射的同步字相同的同步字信号序列;

计算一接收信号与所述同步字信号之间的相关性, 并提供所得到的相关值作为相关输出信号;

- 5 确定给定时间范围内的相关输出信号的平均值和方差, 在此期间对该时间范围在时域中进行位移, 并确定在对应的平均值大于阈值的定时上的 K 个方差, 其中 K 是等于或大于 1 的整数;

根据所述 K 个定时产生码元同步定时信号;

利用所述 K 个码元同步定时信号对接收信号进行采样; 和

- 10 对采样后的接收信号进行自适应均衡, 以确定所判决的码元。

19. 按照权利要求 13、17 和 18 中任何一个权利要求所述的自适应均衡方法, 其中, 以采样周期采样给定时间范围内的相关功率信号, 该采样周期被应用于接收信号, 并且, 采样后信号的总和被用来计算采样后信号的功率和或者功率方差。

- 15 20. 按照权利要求 13 或 18 所述的自适应均衡方法, 该方法还包括步骤:
根据第一个到达路径的定时来产生第二码元同步定时信号; 和

按照通信质量, 在上面第一次提到的所述码元同步定时信号和所述第二码元同步定时信号之间自适应地进行切换, 以提供在对接收信号采样过程中使用的码元同步定时信号。

- 20 21. 按照权利要求 18 所述自适应均衡方法, 该方法还包括步骤:

确定给定时间范围内的相关输出信号的功率和, 在此期间对该时间范围在时域中进行位移;

确定获得 L 个功率和, 其中 L 是等于或大于 1 的整数, 所述 L 个功率和是从多个功率和中选择的, 并根据 L 个定时产生第二码元同步定时信号; 和

- 25 按照通信质量, 在上面第一次提到的所述码元同步定时信号和所述第二码元同步定时信号之间自适应地进行切换, 以提供在对接收信号采样过程中使用的码元同步定时信号。

22. 按照权利要求 18 所述的自适应均衡方法, 该方法还包括步骤:

- 30 确定给定时间范围内的相关输出信号的功率和, 在此期间对该时间范围在时域中进行位移;

确定获得 L 个功率和, 其中 L 是等于或大于 1 的整数, 所述 L 个功率和

是从多个功率和中选择的，并根据 L 个定时产生第二码元同步定时信号；

根据第一个到达路径的定时来产生第三码元同步定时信号；和

- 按照通信质量，在上面第一次提到的所述码元同步定时信号、所述第二码元同步定时信号和所述第三码元同步定时信号之间自适应地进行切换，以
- 5 提供在对接收信号采样过程中使用的码元同步定时信号。

23. 按照权利要求 13 或 18 所述的自适应均衡方法，其中，所述 L 或 K 是大于 1 的数字，并且，所述自适应均衡还包括步骤：利用多个采样后的接收信号中的每个信号和每个相应的副本信号来计算误差信号功率；将多个误差信号功率相加在一起；并根据相加后的误差信号功率进行自适应均衡，以
- 10 实施码元判决。

24. 按照权利要求 13 或 18 所述的自适应均衡方法，其中，所述 L 或 K 是大于 1 的数字，并且，对多个采样后的接收信号进行自适应均衡，并按照通信质量对进行自适应均衡的结果进行处理以提供最终结果。

25. 按照权利要求 13、17 和 18 中任何一个权利要求所述的自适应均衡
- 15 方法，其中，自适应均衡包括在时域中进行的均衡和在空间域中进行的信号处理。

26. 按照权利要求 13、17 和 18 中任何一个权利要求所述的自适应均衡方法，其中，对来自多个天线的每个接收信号进行加权，以形成天线模型，对来自多波束中每个波束的接收信号计算相关性，根据功率和或方差确定码
- 20 元同步定时信号，并利用相应的码元同步定时信号对接收信号进行采样。

说明书

自适应均衡设备和方法

5

发明领域

本发明涉及用于消除干扰的自适应均衡(adaptive equalization)设备及其相关的方法,该设备和方法例如可以在移动通信系统中使用,更具体讲,本发明涉及用于产生码元同步定时的装置和方法,允许有效地进行自适应均衡。

10

背景技术

在移动通信中,自适应均衡器是用于消除干扰的公知技术。自适应均衡器已经长期用于组合和/或消除来自普通信源(origin)的直接信号和延迟信号之间所出现的码间(inter-code)干扰,但是在时间轴上信号处理过程中由不同的时间延迟。用于自适应均衡器中对接收信号检测码元同步定时技术的常规例子将在下面描述。按照常规技术,码元定时与代表具有最早到达时间路径的第一路径同步。图1表示了这种例子的配置。尽管图中没有示出,但发射机开始发射长项同步字序列,其码型(pattern)对于接收方是已知的,同步字后面是代表所要传输信息内容的传输数据。在接收机方,从发射机接收的信号被放大和解调成为基带信号,然后该信号被转换为数字序列。数字序列形式的接收信号被输入给输入端子11,并且,利用在相关器13中获得的、在所接收信号与来自同步字发生器12的同步字信号之间的相关性来估计信道响应。信道响应或来自相关器13的输出信号例如以图2所示的方式变化。相关输出信号Sigc与来自码元同步定时发生器15中的阈值信号预置器14的阈值信号Ths进行比较。检测相关输出信号Sigc超过阈值信号Ths的第一定时t1,由此获得第一个到达路径的码元同步定时。采样器16以码元同步定时信号对来自输入端子11的数字化的接收信号进行采样,采样后的输出信号被馈送给自适应均衡器17,该均衡器17对采样后的信号应用自适应均衡,以将所判决的码元序列提供给输出端子18。

30

在码元同步定时对准第一个到达路径的定时的常规技术中,有一个问题

是，如果均衡范围在时域中受到限制，可能出现具有位于均衡范围之外的基本功率的相关输出信号，导致不能获得卓越的性能，并因此在响应中衰退。

发明内容

5

按照本发明，计算在给定时间扩展范围内从相关器获得的相关输出信号的功率和，在此期间对所述给定时间在时间上进行移位，该给定时间范围大于至少一个码元长度，并且优选为等于或大于基本上与自适应均衡器的均衡范围对等的长度。按照本发明的一个方面，当功率和为最大值时检测定时，
10 并且根据该定时产生码元同步定时。按照本发明的另一个方面，检测其中功率和超过第一时间阈值的定时，并且根据该定时产生码元同步定时。

本发明的上述配置允许自适应均衡器的均衡范围内的路径功率和最大，能够进行有效的均衡处理。结果，可以产生好的接收性能。

15

附图说明

图1是表示常规的自适应均衡设备的功能配置的示意图；

图2是表示由常规的码元定时装置提供的相关输出信号和检出定时的例子的波形图；

20

图3是表示本发明第一实施例的功能配置的示意图；

图4是表示本发明使用的相关输出信号和窗口信号之间的示范性关系的波形图；

图5A是图3所示的功率测量单元的特定例子的示意图；

图5B是表示另一个例子的图；

25

图6是表示图3所示的自适应均衡器17(MLSE型自适应均衡器)的示范性功能配置的示意图；

图7是图6所示的副本生成器32的示范性配置的示意图；

图8是表示用于本发明第二实施例的功率测量单元22的特定例子的示意图；

30

图9是本发明第三实施例的示范性功能配置的示意图；

图10是图9所示的自适应均衡器41的示范性功能配置的示意图；

- 图 11 是图 9 所示自适应阵列天线处理组合器 51 的示范性配置的示意图；
- 图 12 是本发明第四实施例的示范性功能配置的示意图；
- 图 13 是图 12 所示的自适应均衡器 63 的示范性功能配置的示意图；
- 图 14 是图 12 所示的自适应均衡器 63 的另一个功能配置的示意图；
- 5 图 15 是当自适应阵列天线处理组合器用于第四实施例时的示范性功能配置的示意图；
- 图 16 是图 15 所示的自适应均衡器 71 的示范性功能配置的示意图；
- 图 17A 是一个例子的示意图，其中根据超过了阈值的功率和来检测定时；
- 图 17B 是一个功能配置的示意图，表示对于取决于功率和的幅度的多个
- 10 定时进行的检测；
- 图 18 是表示本发明第六实施例的功能配置的示意图；
- 图 19 是表示本发明第七实施例的功能配置的示意图；
- 图 20A 表示被分成具有不同方向的组的无线电波入局(incoming)路径；
- 图 20B 表示在具有不同方向的路径之间具有较大差异的被接收信号的延
- 15 迟时间的例子；
- 图 21 是本发明第八实施例的功能配置示意图；
- 图 22 是图 21 所示的多波束形成器的特定例子的示意图；
- 图 23 表示了示范性多波束；
- 图 24 是表示图 21 中所示实施例中产生码元同步定时的操作的示意图；
- 20 图 25 是表示图 21 中自适应均衡器 105 的示范性特定功能配置的示意图；
- 图 26A 表示被分成不同方向的无线电波入局路径；
- 图 26B 表示多个路径，其中一个路径具有增加的接收功率而其它路径具有减少的接收功率并具有非常不同的延迟时间；
- 图 27 是表示本发明第九实施例的功能配置的示意图；和
- 25 图 28 是表示本发明第十实施例的功能配置的示意图。

具体实施方式

第一实施例

- 30 在图 3 中表示了本发明第一实施例的配置，其中利用与图 1 所示的类似的标号来表示对应的部分。相关器 13 输出由同步字发生器 12 产生的同步字

信号与来自输入端子 11 的接收信号之间的相关值。如常规系统中所使用的一样，所使用的同步字信号可以包括一个码元码型(symbol pattern)，比如为 PN 码序列，例如，该码型提供高自相关性和与干扰之间的低互相关性(cross correlation)，以允许检测所希望信号的码元定时，同时消除干扰波的影响。

- 5 另一方面，在本实施例中，一个功率测量单元 22 用于计算出现在给定时间范围内的相关输出总和 S_{sigc} ，在此期间对该时间范围在时域中进行位移。例如，窗口信号发生器 21 提供具有与自适应均衡器 17 的均衡范围相同时间范围的窗口信号。举例来说，当均衡范围等于四个码元延迟时，产生一个窗口信号，在时间范围 $4T$ (其中 T 代表一个码元周期)期间假设该信号为 1，反之假设为 0。该窗口信号与相关输出信号 S_{sigc} 一起被输入到功率测量单元 22。然后，功率测量单元 22 顺序地计算在窗口信号范围期间出现的相关输出信号 S_{sigc} 的功率和，同时移位该窗口信号的时间位置，如图 4 所示。来自输入端子 11 的基带接收信号例如代表在等于 $1/16$ 的码元周期 T 时被采样的一个序列，然后被数字化，并且，来自同步字发生器 12 的同步字信号也包括具有相同周期的数字化序列。因此，该相关输出信号 S_{sigc} 也是具有相同周期的数字序列。为方便起见，图 4A 表示了具有连续波形式的相关输出信号 S_{sigc} 。图 4B 表示了窗口信号#1，假设在均衡范围时间周期期间为 1 级，这在该例子中表示为 $4T$ 时间范围，并且反之假设为 0 级。类似地，形成窗口信号#2、#3、...，这些信号以顺序方式，顺序地与窗口信号#1 移位相关输出信号的一个采样周期，在该例子中是 $T/16$ 。以此方式，计算相关输出信号的总和 S_{sigc} ，同时窗口信号#1、#1、#3...的级别为 1 级。特别是，对于窗口信号#1，计算出如图 4A 的阴影表示的相关输出信号的总和。

- 为给出上述例子的功率测量单元 22 的特定例子，在该例子中给定时间范围等于 $4T$ ，并且所接收信号的采样周期等于 $T/16$ ，由此可以提供具有
25 (4×16)移位级的移位寄存器 111，如图 5A 所示，将相关输出信号 S_{sigc} 用作给移位寄存器 111 一端的输入，然后用时钟 $T/16$ 的 C_s 定时。由加法器 112 可以形成每个移位级输入和输出的和，由此形成每个 $T/16$ 的顺序移位 $T/16$ 的窗口信号内的功率和。或者，如图 5B 所示，来自相关器 13 的相关输出信号可以在每个 $T/16$ 期间被写入存储器 113，并且当对应同步字信号结束的相关
30 输出信号已经被写入时，一个读取地址发生器 114 可以产生对应于 $4T$ 间隔内数据的地址(4×16)，以便从存储器 113 读取所存储的数据，并且，4×16 地址

的所读取的数据(相关输出信号)被加入到加法器 115 中。随后,与第一组地址位移一个地址的(4×16)读取地址被产生,以从存储器 113 读取所存储的数据,并且这种数据被一起加入到加法器 115。重复相同的过程。在该例子中,加法器 115 对于初始(4×16)数据可以只从相加的总和中减去首先出现的数据,并且新的地址上将该数据加入到被相加出的总和。在存储器内的数据可以在完成对存储器 113 的写入之前并行读取。

窗口信号偏移的量不限于相关输出信号 Sigc 的采样周期,而可以是其整数倍,例如二倍或四倍或更大。可是应当注意,窗口信号移位越小,所确定的码元同步定时的精确度越大。在图 3 中,当将输入给输入端子 11 的接收信号数字化成为数字序列时所使用的采样时钟从一个采样时钟发生器 19 传递给同步字发生器 12、窗口信号发生器 21 和功率测量单元 22,用于定时校准的目的。

可是,当参照图 5A 描述的移位寄存器被用于计算功率和时,不需要窗口信号发生器 21。

码元同步定时发生器 23 使用一定时产生一个码元同步定时,在该定时处获得功率测量单元 22 提供出的功率和中的最大功率和。当使用图 4 所示的窗口信号时,该码元同步定时被选择为提供最大功率和的特定窗口信号上升沿的定时。

如上所述,窗口信号的时间范围或功率测量单元 22 计算功率和的期间的给定时间被优选地选择得与自适应均衡器 17 的均衡范围相当,但是窗口信号的时间长度应当至少等于或大于一个码元周期,并且没有上限。可是,对于实际用途,期望时间范围被选择成约为均衡范围的两倍时间范围。由功率测量单元 22 计算的功率和数量至少等于 2,并且在窗口信号中可以确定功率和的最大值,该窗口信号顺序地从出现向同步字信号结尾移位。或者,当顺序确定的功率和减少到低于一个阈值时,并且如果这种条件持续了给定次数,功率和的进一步推导可以停止,并且根据已经获得的功率和确定最大值。另外,当开始确定功率和时,在超过阈值之后所获得的功率和可以被选择性地作为有效功率,根据这些功率和选择最大值。

采样器 16 利用码元同步定时信号对所接收信号进行采样。采样器 16 采样后的信号被输入给自适应均衡器 17,该均衡器 17 进行均衡处理。图 6 表示了自适应均衡器 17 的示范性配置。该配置称为 MLSE (Maximum Likelihood

Sequence Estimation, 最大似然序列估计)型, 通过执行最大似然序列估计对所接收信号进行均衡(例如, 参见 J.GProakis 的“《数字通信》, 第 3 版(Digital Communication, 3rd Edition)”, Mc Graw-Hill, 第 249-254 页(1955 年))。利用该自适应均衡器, 初步形成所接收信号的码元候选信号。当在传输期间应用

5 带宽限制或编码处理时, 适当考虑该因素形成码元候选信号。然后, 该码元候选信号在副本生成器 32 中与从参数估计器 31 提供的抽头系数进行复数相乘, 通过乘法结果的组合形成所接收信号的副本。图 7 表示了副本生成器 32 的示范性配置。它包括多个复数乘法器 24, 每个乘法器执行码元候选信号与相应的抽头系数的复数相乘, 和一个复数加法器 25, 该加法器 25 将相乘结果

10 相加到一起。输入给相应的复数乘法器 14 的码元候选信号被传递给参数估计器 31 作为抽头输入信号。

副本信号与自适应均衡器输入信号(或来自采样器 16 的输出信号)之间的差在加法器 33 中形成以产生估计出的误差信号。估计出的误差信号通常在平方器 34 中平方, 平方后的数值用作维特比算法(Viterbi algorithm)的支路尺度,

15 该算法用于在最大似然序列估计器(MLSE)35 中执行最大似然序列估计。最后, 在维特比算法中获得的最可能的码元码型被传递给输出端子 18 作为判决的序列, 由此对所接收的序列解调。另一方面, 参数估计器 31 使用估计出的误差信号和抽头输入信号更新抽头系数, 并且为此可以使用 LMS(Least Mean Square, 最小均方差)和 RMS(Recursive Least Square, 递归最小乘方)算法(见

20 例如 J.GProakis 的“数字通信, 第 3 版”, Mc Graw-Hill, 第 654-660 页(1955 年))。为实现抽头系数的初始收敛, 来自 MLSE 处理器 35 的码元候选信号可以由训练信号替代, 该训练信号的码元码型是在接收方已知的码元码型, 该训练信号从端子 36 通过转换开关 37 施加到副本生成器 32。特别是, 该训练信号首先可以替代码元候选信号被使用以使抽头系数收敛, 于是开关 37 可以

25 被转向 MLSE 35 一方, 以使用码元候选信号对所接收的信号进行均衡。对于自适应均衡器, 例如可以参见 J.GProakis 的“数字通信, 第 3 版”, Mc Graw-Hill, 第 636-676 页(1955 年)。

如上所述, 按照第一实施例, 由提供在给定时间范围内(窗口信号)最大功率的码元同步定时发生器 23 产生同步定时。因此, 由自适应均衡器 7 能够

30 组合的路径功率最大。结果, 与常规码元同步定时发生器相比提供了优越的所需要信号功率与噪声功率之比, 允许改善发送特性。应当注意, 码元同步

定时发生器 23 的采样周期并不限于一个码元周期。例如, 在自适应均衡器 17 包括具有周期等于 $1/2$ 码元周期的横向(transversal)滤波器的线性均衡器的场合, 由采样器 16 进行的采样操作以 $1/2$ 码元周期进行。

5 第二实施例

本发明第二实施例与第一实施例之间的差别在于在功率测量单元 22 中测量相关信号功率的技术。在用于自适应均衡器的副本生成器 32 中, 在给定时间周期上提供抽头输入信号, 如图 7 所示, 因此均衡针对在该时间周期上采样的接收信号进行。因此, 通过考虑副本生成器 32 的时间周期确定码元同步定时, 可以更有效地获得路径分集增益。在自适应均衡器中的抽头周期通常等于一个码元周期, 在该例子中, 功率测量单元 22 使用下面的功率测量技术。

在码元周期上对窗口信号范围内的相关输出信号进行采样, 并且计算这些采样后信号的功率和。该操作被重复, 同时移位窗口信号的时间位置。如果窗口信号具有在图 4 中的 $4T$ 时间范围, 则计算由如图 4B 所示窗口信号 #1、#2、#3、... 和三个虚线表示的定时上对相关输出信号的五个采样值的和。当图 5A 所示的移位寄存器被用于计算相关输出信号 S_{igc} 的功率和时, 类似图 5A 所示的 4×16 级移位寄存器 111 被使用并且由采样时钟 C_s 定时(来自图 3 所示的采样时钟发生器 19 的输出)以下载相关输出信号 S_{igc} , 并且来自每个 16 移位级的输入信号和输出信号在加法器 112 中被相加在一起。相加后的数值(功率和)每 $T/16$ 进行传递。

码元同步定时发生器 23 确定一个定时, 在该定时处获得功率和中的一个最大值。该技术允许当获得最大路径分集效果时定时被检测, 甚至在所接收信号的入局路径在非整数周期上分布而非码元周期分布的环境下也是如此。第二实施例中相关输出信号的连续总和之间的时间周期可以类似图 3 所示的采样器 16 的采样周期, 但不必等于一个码元周期。

第三实施例

图 9 示出了本发明第三实施例的配置, 在图 9 中使用对应于图 3 中使用的标号来表示类似的部件。在该实施例中, 自适应均衡器提供了组合自适应天线阵列处理和自适应均衡处理的时间和空间均衡。

该自适应阵列天线产生一波束模型(beam pattern), 该波束模型根据自适应方式中信号条件的改变, 将具有相对高天线增益的波束指向安排自身信号的所希望信号的方向, 同时将具有明显减弱的相对增益的零点指向携带其它用户信号的干扰信号的方向。因此, 该技术有效消除了利用公共频率(信道)的干扰信号之间发生的共道干扰。自适应阵列天线与自适应均衡器的组合构成了一个时间和空间均衡器。对于自适应阵列天线的细节, 例如参见 R. T. Compton, Jr. 的《自适应天线-原理和性能(Adaptive Antennas-Concepts and Performance)》, Prentice-Hall, Englewood Cliffs(1988)。

利用该时间和空间均衡器, 其延迟太长以致使自适应均衡器不能进行均衡的长延迟路径和共道干扰可以由自适应阵列天线消除, 同时该自适应均衡器对于其延迟短到足以进行均衡的延迟路径实施均衡。通过在空间区域增加均衡, 可以以合理的硬件复杂性进行均衡, 甚至在很复杂的传播环境下也是如此, 在该复杂的传播环境下, 硬件实施对于时域中的信号处理来说很困难。

参照图 9, 自适应阵列天线每个单元接收信号被输入到输入端子 11-1 到 11-N 作为基带信号(被数字化), 并且这些 N 个信道中的接收信号由采样器 16-1 到 16-N 利用码元同步定时信号进行采样。产生的 N 个信道的采样后信号被输入给自适应均衡器 41 进行均衡。图 10 表示了用于该实施例中的自适应均衡器 41 的示范性配置。与图 6 所示的自适应均衡器的区别在于提供了自适应阵列天线处理组合器 51。从端子 52-1 到 52-N 馈送的 N 个信道的采样后信号由自适应阵列天线处理组合器 51 组合, 并且对组合的信号进行均衡处理。图 11 表示了自适应阵列天线处理组合器 51 的示范性配置。如图所示, 提供了多个复数乘法器 53-1 到 53-N, 该乘法器在来自端子 52-1 到 52-N 的 N 个信道的采样后信号与 N 个自适应阵列天线(adaptive array antenna, AAA)抽头系数之间执行复数乘法, 并且, 还提供了复数加法器 54, 用于将来自多个复数乘法器的输出进行复数相加。用于自适应阵列天线处理组合器 51 的抽头系数由一个参数估计器 55 提供, 并且可以使用估计出的误差信号和第二抽头输入信号计算, 这些信号被馈送到自适应阵列天线处理组合器 51 的复数乘法器 53-1 到 53-N。对于时间和空间均衡器的细节, 例如可以参见 Ryuji Kohno 的《利用自适应天线阵列的空间和时间通信理论(Spatial and Temporal Communications Theory Using Adaptive Antenna Array)》, “IEEE 个人通信(IEEE Personal Communication)”, 第 28-35 页, 1998 年 2 月, 以及 A.J.Paulraj

和 B.C.Ng 的《用于无线个人通信的空间-时间调制解调器(Space-Time Modems for wireless Personal Communication)》,“IEEE 个人通信(IEEE Personal Communication)”,第 36-48 页,1998 年 2 月。

5 在该实施例中,接收信号在 N 个信道中,但是一个信道中的接收信号被用于在相关器 13 中提供与同步字信号的相关性也足够了。可是,当获得多个接收信号与同步字信号的相关性时,相关输出信号被相加到一起并且被求平均,例如可以提供改善精确度的相关输出信号。

第四实施例

10 图 12 表示了本发明第四实施例的配置。应当注意,除了功率比较器 61 和码元同步定时发生器 62 外的其它部分保持与图 3 所示的第一实施例和第二实施例中的部分类似。功率比较器 61 将功率测量单元 22 所获得的功率和进行相互比较,并且按照最大功率和的顺序选择 L 个定时点(其中 L 是等于或大于 1 的整数)。如果 L 等于 1,该实施例被减化为第一实施例。应当注意,
15 L 的最大值等于由功率测量单元 22 计算的功率和的数量,但是可以考虑硬件规模而确定。码元同步定时发生器 62 根据所选择的 L 个功率和推导出码元同步定时信号。在该实施例中,提供了多个采样器 16-1 到 16- L ,对应于 L 个码元同步定时信号的每一个,每个采样器 16-1 到 16- L 利用从码元同步定时发生器 62 馈送的 L 个码元同步定时信号之一对来自输入端子 11 的接收信号采样。
20 自适应均衡器 63 对这些 L 个采样后信号进行均衡处理。

图 13 表示了自适应均衡器 63 的示范性配置。来自采样器 16-1 到 16- L 的采样后信号从对应的端子 64-1 到 64- L 分别提供给估计误差输出部分 65-1 到 65- L 。如同估计误差输出部分 65-1 所示,它以类似图 6 所示的方式包括一个参数估计器 31-1、一个副本生成器 32-1、一个加法器 33-1 和一个平方器
25 34-1,并且其余的定时相应处理器 65-2 到 65- L 每个也包括一个参数估计器、一个副本生成器、一个加法器和一个平方器。在该例子中,为 L 个码元同步定时的每个产生副本格式和参数估计,来自每个加法器的估计误差信号的平方值在加法器 66 中被相加到一起,被用作在 MLSE 处理器 35 中执行 MLSE 处理的支路尺度。MLSE 处理器 35 可以由不同的自适应均衡处理器替代。

30 如图 14 所示,也可能在每个估计误差输出部分 65-1 到 65- L 中提供 MLSE 处理器 35-1 到 35- L 之一,以便均衡处理可以独立地应用于每个码元同步定

时, 并且来自 MLSE 处理器 35-1 到 35-L 的输出可以馈送给质量调节处理器 67, 其中按照提供给最终输出的通信质量处理输出。在该例子中, 为按照通信质量提供处理, 来自均衡器的输出(来自 MLSE 的处理后的输出)可以用于在多数判决单元 69 中执行多数判决, 如图 14 中虚线所示, 或对这些输出可以根据来自对应 MLSE 处理器 35-1 到 35-L 输出的加法器 33-1 到 33-L 的误差信号平方幅度进行加权并且将结果在加法器 68 中相加到一起, 而相加后的信号在硬检测器 68a 中被数字化为二进制信号而被传递。对于后一种选择, 具有减弱的估计误差的接收信号被判决为具有高质量通信而被给予更大加权。

10 或者, 也可以如同第三实施例中那样使用自适应阵列天线处理组合器。这种配置在图 5 中表示。来自输入端子 11-1 到 11-N 的接收信号由采样器 1-1 到 1-N 利用从码元同步定时发生器 62 馈送的第一码元同步定时信号采样, 由采样器 2-1 到 2-N 利用第二码元同步定时信号采样, ... 和由采样器 L-1 到 L-N 利用第 N 码元同步定时信号采样而被输入到自适应均衡器 71。

15 如图 16 所示, 在自适应均衡器 71 中, 采样器 1-1 到 1-N 的输出被输入到估计误差输出部分 72-1, 该部分以类似图 10 所示的方式构成, 包括一个副本生成器 32-1、一个误差计算加法器 33-1、一个误差平方器 34-1、一个自适应阵列天线处理组合器 51-1、一个参数估计器 55-1。来自采样器 2-1 到 2-N 的输出分别被输入到估计误差输出部分 72-2 到 72-L。应当理解, 每个估计误差输出部分 72-2 到 72-L 以类似定时相应处理器 72-1 的方式构成。来自定时相应处理器 72-1 到 72-L 的平方后误差信号在加法器 66 中被相加到一起输入到 MLSE 处理器 35。

通过利用自适应阵列天线, 其延迟时间存在于自适应均衡器均衡范围之外的路径可被消除, 以允许进一步改善发送性能。

25 在上述说明中假设, 为 N 个信道提供所需要部件, 但是应当理解, 这些部件可以利用小于 L 信道规模的硬件用于时分方式以实现上述处理, 因此允许减少所需要的硬件规模。

如上所述, 上述实施例通过使用多个码元同时定时而允许组合更多路径, 这样就能改善发送性能。

30

第五实施例

在本发明的第五实施例中，当结合第四实施例在图 12 和 15 所示的功率比较器中产生码元同步定时，除了固定地按照最大功率和顺序选择 L 个定时外，在一个阈值预置器 70 中提前设置一个阈值 Th ，如图 17A 所示，并且在功率比较器 61 中被发现超过阈值 Th 的功率测量单元 22 的功率和的 Q 值(其中 Q 是满足 $1 \leq Q \leq L \leq M$ 的整数)被用于产生 Q 码元同步定时。该操作允许 Q 值按照通信条件被自适应地选择，并且使对于一个码元同步定时的均衡被省略，该码元同步定时在从排列在最大功率和的第 L 个位置的功率和窗口信号中被确定，但是如果进行均衡该定时具有小幅度会阻止改善接收性能的期望，因此允许减少均衡处理的总量。应当理解，当在权利要求书中要求“选择 L 个定时”时， L 不指定任何特定数值，而代表超过阈值的功率和数量。

另外，当在几个最佳所选择 L 定时上获得窗口信号内的功率和时，该定时足以提供满意的发送性能，可以免除基于较小功率和的码元同步定时的均衡，允许减少均衡所需要的计算量而基本上不减弱发送性能。因此，如果有预定数量的功率和超过了相对高阈值，可以只对那些根据超过这种阈值的功率和获得的码元同步定时进行均衡。举例来说，图 17B 表示了来自功率测量单元 22 的 M 个功率和被馈送给功率比较器 61a、61b 和 61c，在这些比较器上分别与阈值 Tha 、 Thb 和 Thc 比较(其中 $Tha > Thb > Thc$)。每个功率比较器 61a、61b、61c 获得超过所建立阈值的 M 个输入功率和中的一个或几个。阈值 Tha 被设置以便功率比较器 61a 在良好发送性能下获得一个或两个功率和，而其它阈值被设置以便功率比较器 61b 获得三个或四个功率和而功率比较器 61c 获得五个或六个功率和。功率比较器 61b 的输出被馈送给禁止门电路 121，该禁止门电路 121 由超过该阈值的来自功率比较器 61a 的输出停用或禁止。功率比较器 61c 的输出被馈送给禁止门电路 122，该禁止门电路 122 由超过其阈值的来自功率比较器 61b 的输出停用或禁止。功率比较器 61a 和禁止门电路 121 和 122 的输出被输入给码元同步定时发生器 62，该发生器 62 提供对应于相应输入功率和的定时的码元同步定时信号。

在该实施例中， Q 的值改变，代表多少信道应当提供给副本生成器或参数估计器的问题。可以预料，如果硬件规模可以保证提供足够数量的信道，并且当 Q 值小时，部分信道可以被利用。在该例子中，与整个硬件工作时的功率消耗相比具有可减少功率消耗的优点。如果希望减少硬件规模，则可以结合第四实施例描述的时分方式应用副本生成器和/或参数估计器。

第六实施例

图 18 表示了本发明第六实施例的功能配置。在该实施例中，提供了一对码元同步信号发生器。因此，除了图 3 所示的码元同步信号发生器 23 之外，
5 还提供了一个如图 1 所示的常规码元同步信号发生器 15，所述图 3 所示的码元同步信号发生器 23 在功率测量单元 22 的功率和在其最大值的定时处产生码元同步定时信号，因此，在相关输出信号超过由阈值信号预置器 14 确定的阈值的定时上，或在所接收信号的第一个到达路径的定时上，产生一个码元同步定时。

- 10 一个定时选择器 81 在来自码元同步定时发生器 15 和 23 的码元同步定时信号之间切换并且馈送给采样器 16。在该实施例中，针对每个码元同步定时上采样后信号的自适应均衡例如以时分方式进行，并且按照通信质量确定用于均衡的码元同步定时信号。通信质量可以由估计的误差信号来限定，该信号出现在发生于每个码元同步定时信号的最后一个训练码元上。定时选择器 81 可以被控制以在估计的误差功率最小的定时上进行均衡，这是通过比较
15 误差信号的幅度来进行的。

第七实施例

- 图 19 表示了本发明第七实施例的功能配置，其中对应于图 3 所示的部分与前面所使用的相同标号来表示。在该实施例中，一个功率测量单元 91 顺序地获得存在于如图 4B 所示的顺序移位窗口信号 #1、#2、#3... 内的相关输出信号的功率和，并且该功率和被输出给码元同步定时发生器 92，该发生器 92 根据输入功率和超过阈值信号的特定窗口信号的定时，产生一个码元同步定时信号，该阈值信号在第一时间被设置在阈值信号预置器 93 中。在其它方面，
20 其配置类似于图 3。此外，在第七实施例中，来自相关输出信号的功率和可以包括由采样器 16 在给定采样周期上获得的采样总和。

第八实施例

- 在其中入局路径被分成如图 20A 所示的具有不同方向的几个组 G1、
30 G2、...GP、并且来自这些路径的接收信号 G1'、G2'、...、GP' 如图 20B 所示具有大的不同延迟时间的信道环境中，如果自适应均衡器在第一和第二实施

例(以及第三、第四、第五和第六实施例)的配置中具有减少数量的抽头,则不能获得满意的发送性能。在第八实施例中,其配置能够在这种信道环境下提供有效的均衡。

图 21 表示第八实施例的配置,其中对应于图 3 的部分由与前面使用的相同的标号来表示,对这些号码加了后缀。该实施例利用第二实施例所示的配置,并且, N 信道阵列天线接收的信号被输入到输入端子 11-1、...11-N, 这些信号由多波束形成器 101 获得作为 P 信道波束接收信号, 这些信号然后被传递给 P 信道相关器 13-1、...、13-P 以及 P 信道采样器 16-1、...、16-P。每一个相关器 13-1、...、13-P 都形成每个波束的输入接收信号与来自同步字发生器 12 的同步字信号之间的相关性, 并且, 产生的相关输出信号被用于计算功率和, 在每个功率测量单元 22-1、...、22-P 中, 存在于窗口信号范围内的相关输出信号由窗口信号发生器 21 馈送。在进行功率和计算的同时还顺序地移位窗口信号的时间位置。从功率测量单元 22-1、...、22-P 顺序提供的功率和被分别输入到码元同步定时发生器 23-1、...、23-P, 其中利用获得了功率和的最大值的特定窗口信号的定时, 来产生码元同步定时。使用这种定时对采样器 16-1、...、16-P 的相应波束的接收信号进行采样。来自采样器 16-1、...、16-P 的采样输出被馈送给自适应均衡器 105。

多波束形成器 101 的示范性配置在图 22 中表示。以类似于图 11 所示的自适应阵列天线的方式, 在乘法器 102-1、...、102-N 之一中, 抽头系数被乘以来自每个天线接收输入端子 11-1、...、11-N 的输入信号, 相乘的结果在加法器 103-1 中被相加到一起, 以提供多波束中的一个波束的输出信号。在图 11 中抽头系数自适应地按照给予自适应阵列天线的信号的信道条件来更新, 与图 11 不同的是, 多波束形成器 101 利用与信号的信道条件无关的预定抽头系数来提供用于具有固定方向的单个波束的接收信号, 因此提供多个具有固定方向的波束形成器 104-1、...、104-P。在多波束形成器 101 中, P 信道波束由波束形成器 104-1、...、104-P 通过使用 P 组抽头系数产生, 但是产生的这些波束使它们具有不同的主波束方向, 以便所有波束 G1、...、GP 都正常地用于覆盖所有的入局方向, 例如如图 23 所示那样。可以容易地利用例如巴特勒矩阵电路(Butler Matrix)产生具有这种特性的波束。图 23 表示了通过利用巴特勒矩阵电路形成多波束的例子(例如可以参见 J.Ltva 和 T.K.Lo 的《无线通信中的数字波束成型(Digital Beamforming in Wireless Communications)》

Artech House, Boston London, 第 22-34 页(1996 年))。

由多波束形成器 101 提供的 P 信道多波束接收信号 $G1'$ 、 \dots 、 GP' 通过相关器 13-1、 \dots 、13-P 和功率测量单元 22-1、 \dots 、22-P 分别输入给码元同步定时发生器 23-1、 \dots 、23-P, 因此产生 P 个码元同步定时信号。这些 P 个码元同步定时信号被用于在采样器 16-1、 \dots 、16-P 中产生来自 P 信道波束接收信号 $G1'$ 、 \dots 、 GP' 的 P 信道采样后信号。如图 24 所表示的, 以类似于参照图 4 所描述的方式, 每个码元同步定时发生器 23-1、 \dots 、23-P 提供在功率测量单元 22-1、 \dots 、22-P 中获得的相应功率和在其最大值的定时上出现的码元同步定时。在图 21 中, 一个相关器、一个功率测量单元、一个码元同步定时发生器和一个采样器被提供给每个波束信道, 但是应当理解这些部件也可以用于信道之间的时分方式。

以此方式产生的 P 信道采样后信号被输入给自适应均衡器 105, 在其中进行均衡处理。图 25 表示该实施例中所使用的自适应均衡器 105 的示范性配置, 其中对应于图 10 的部分由与前面使用的相同标号来表示。来自采样器 16-1、 \dots 、16-P 的 P 信道采样信号在线性组合器 106 中被加权和组合, 并且对组合后的信号进行均衡处理。均衡处理的细节保持与第三实施例类似。因此, 线性组合器 106 对应于图 10 所示的自适应阵列天线处理组合器 51。线性组合器 106 的抽头系数可以固定。

通过检测具有不同方向多波束的每个波束的码元同步定时, 可以通过利用除了时域外的空间域检测码元同步定时, 如图 24 所示。其中入局路径组 $G1$ 、 \dots 、 GP 之间的接收信号具有大的不同延迟时间并且被空间上分隔, 如同由图 20 中入局信号路径所表示的, 该接收信号可以在空间域被分隔, 并且可以检测每个分开的接收信号的码元同步定时, 因此能保证: 如果自适应均衡器 105 的均衡范围有限, 可以获得满意的发送性能。

在图 21 中所示通过利用多波束形成器 101 按照本发明针对每个波束的接收信号实现码元同步的技术可以应用于上述第一到第七实施例中的任何一个。当使用图 12 所示的提供最大功率和的 L 个定时时, L 个采样器可以提供给图 21 所示的每个采样器 16-1、 \dots 、16-P。换句话说, 可以使该配置类似于如图 15 所示将来自多波束形成器 101 的 P 个输出信号馈送给输入端子 11-1、 \dots 、11-N 的配置, 并且, 例如, 自适应均衡器 105 的配置可以类似于图 16 所示的配置。

第九实施例

假设有这样一种信道环境,其中信号在如图 26A 所示的多个路径 $G1, \dots, GP$ 上入局,并且,来自与其余路径具有入局时间差异的一条路径的接收信号之一 $G1'$ 具有比其余路径的接收信号 $G2', \dots, GP'$ 相对高的接收功率。在该例子中,当使用第一到第八实施例所示的配置之一时,码元同步定时将被对准,以便来自具有增加功率的单一路径的接收信号 $G1'$ 位于窗口信号内,而来自其余路径的接收信号 $G2', \dots, GP'$ 位于均衡范围 T_{AER} 之外。结果,尽管在均衡范围 T_{AER} 内的功率最大,由于只有一条路径而不能获得满意的路径分集增益,导致不能在衰落环境下提供良好的发送性能。第九实施例旨在在这种信道环境下提供良好的接收性能。

图 27 表示了第九实施例的功能配置,其中对应于图 12 的部分由与前面所使用的相同的标号来表示。该实施例的特征在于用于第一到第八实施例的功率测量单元 22 被功率方差测量单元 131 替代。该功率方差测量单元 131 接收来自窗口信号发生器 21 的窗口信号和从阈值信号预置器 132 提供的阈值信号 P_{th} ,以测量在窗口信号内每个采样的相关输出信号功率。该测量单元 131 包括:一个平均值计算器 131a,该计算器计算功率平均值 P_N ;和一个方差计算器 131b,该计算器计算功率方差 σ^2 。该测量单元 131 还包括一个比较器 131c,该比较器比较计算出的功率平均值 P_N 和阈值信号 P_{th} 。对应于当超过阈值信号 P_{th} 时由比较器 131c 确定的功率平均值 P_N 的 K 个功率方差 σ^2 (其中 K 为等于或大于 1 的整数)被选择性传递给方差比较器 131d。 K 值可以考虑硬件规模来确定。用 $x(n)$ 来表示位于窗口信号内的相关输出信号的采样值,并且用 N 来表示窗口信号内的采样数量,则方差 σ^2 由下式来确定:

$$\sigma^2 = \left(\frac{1}{N} \right) \sum_{n=1}^N (x(n) - P_N)^2$$

由功率方差测量单元 131 提供的功率方差 σ^2 被输入到码元同步定时发生器 133,该发生器 133 根据对应于 K 个功率方差 σ^2 中每一个方差的定时,例如对应窗口信号上升沿的定时,来获得码元同步定时信号。例如,当窗口信号内方差等于 0 时,这意味着路径在窗口信号内的每个采样点上具有统一功率,允许通过自适应均衡使路径分集增益最大。当通过上述过程产生码元同步定时信号时,采样器 16-1 到 16-K 根据所接收信号产生采样信号,这些采

样信号被馈送给自适应均衡器 63 以进行均衡处理。该实施例的自适应均衡器 63 的构成方式与图 13 和 14 的方式类似。

当使用第九实施例时，可以在均衡范围内存在多路径的场合检测码元同步定时，甚至组合的信号功率不一定在其最大值上，这就允许在衰落环境下
5 通过利用路径分集增益来获得预期的良好的发送性能。

第十实施例

图 28 表示了第十实施例，通过增加图 27 所示的功率方差测量单元 131 而修改了图 18 所示的第六实施例。尽管在第六实施例中有两个码元同步发生器 15 和 23(在图 28 中以 62 表示)，在本实施例中提供了一个第三码元同步定时发生器 133。一个定时选择器 81 在来自码元同步定时发生器 15、62 和 133 的码元同步定时信号之间进行切换，以馈送给采样器 16-1 到 16-L(或 16-K)。所提供的采样器数量对应于 L 和 K 中较大的一个。
10

以与第六实施例类似的方式，以时分方式在各个同步定时上进行自适应均衡处理，并且通过控制定时选择器 81，根据通信质量来确定选择使用中哪一个码元同步定时信号。
15

因此，可以检测更满足传播环境的码元同步定时，从而允许发送性能的改善。应当注意，在图 28 中，一方面是功率测量单元 22、功率比较器 61 和码元同步定时发生器 62，另一方面是阈值信号预置器 14 和码元同步定时发生器 15，这两个方面中的任何一方可以被省略。
20

第九和第十实施例允许码元同步定时被检测，这样就能在自适应均衡器中实现更大的路径分集增益，甚至在其中信号入局到多个路径上并且这些路径中具有相对高接收功率的一条路径与其它路径有到达时差的信道环境中也是这样，由此改善了发送性能。

应当理解，第二实施例可以应用于第七到第八实施例的每个配置，允许功率测量单元 91 或功率方差测量单元 131 通过在采样器 16 或采样器 16-1 到 16-P 的采样周期对窗口信号范围内存在的相关输出信号进行采样处理，来确定窗口信号中的功率和，并且确定采样后信号的功率和或者功率方差。另外，第六、第七、第九和第十实施例可以通过改变用于时间和空间均衡配置的自适应均衡器而修改，这些配置组合了自适应阵列天线处理和自适应均衡处理，
25
30 如第三实施例所示的。另外，图 1 所示的常规码元同步定时发生器 15 可以用

于第七和第八实施例，如同在第六实施例中所作的一样，允许按照通信质量选择性地使用两个码元同步定时信号。在 K 比第九和第十实施例中的大时，可以应用图 13 或 14 所示的自适应均衡处理。最后，第九和第十实施例可以应用于多波束接收，如第八实施例所示的。

5 上面描述的每一个实施例都可以通过执行计算机程序来实现其功能。

如上所述，本发明允许检测码元同步定时，这使得自适应均衡器进行的均衡处理更有效，因此允许接收性能的改善。

01.11.05

说明书附图

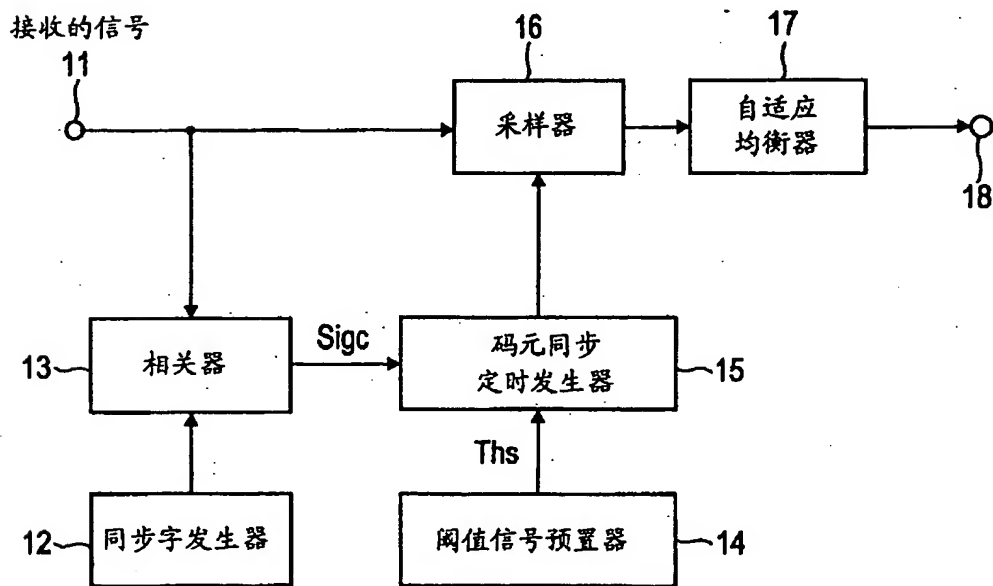


图 1

01.11.05

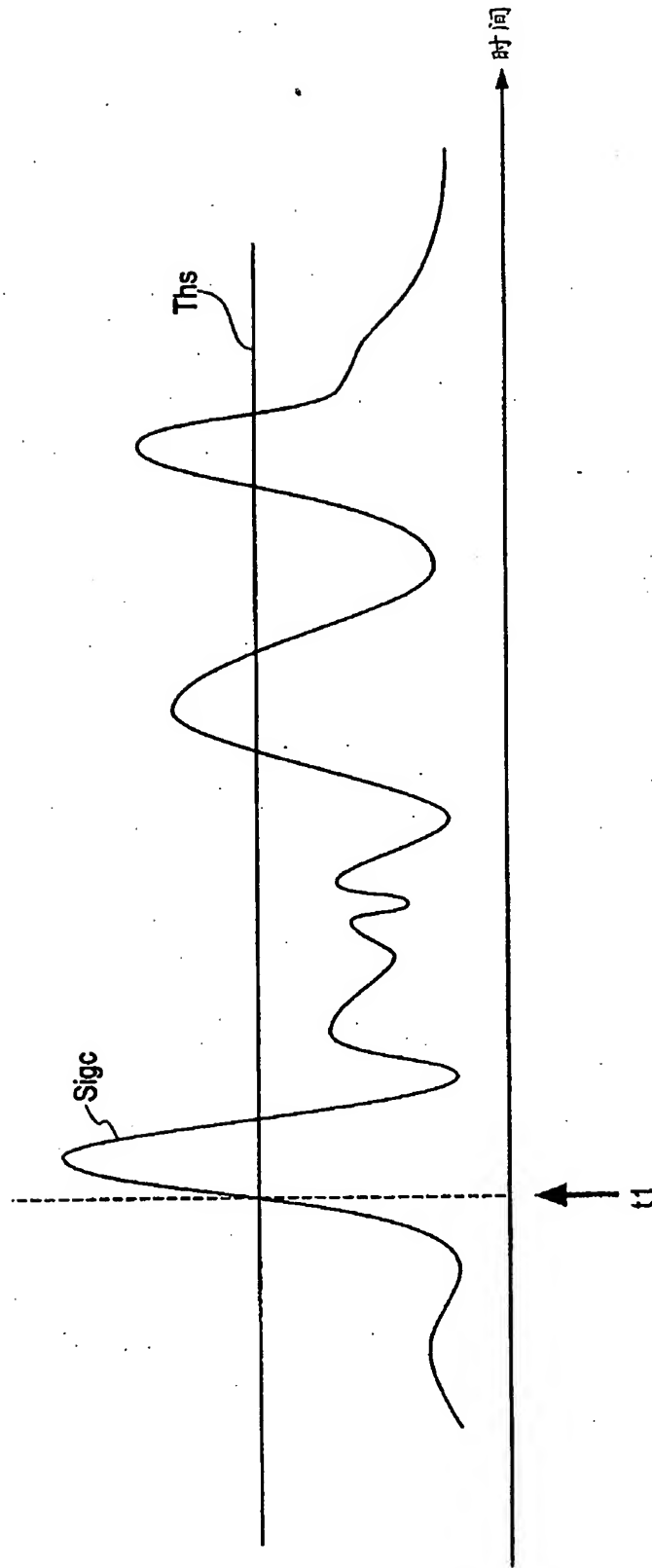


图 2

01.11.05

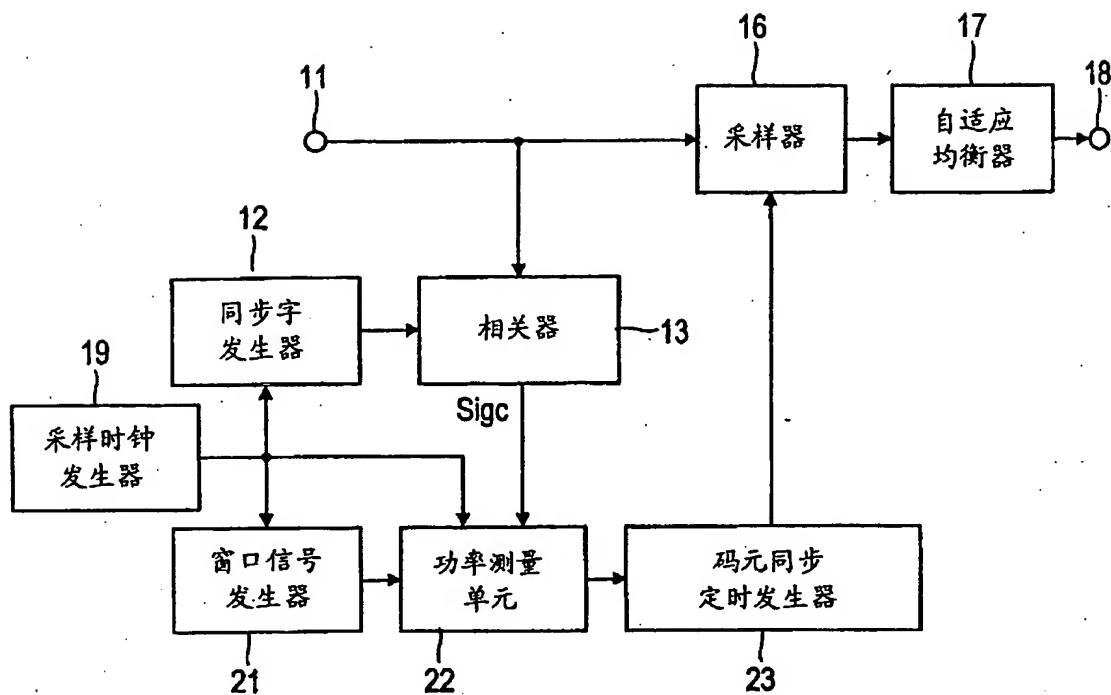
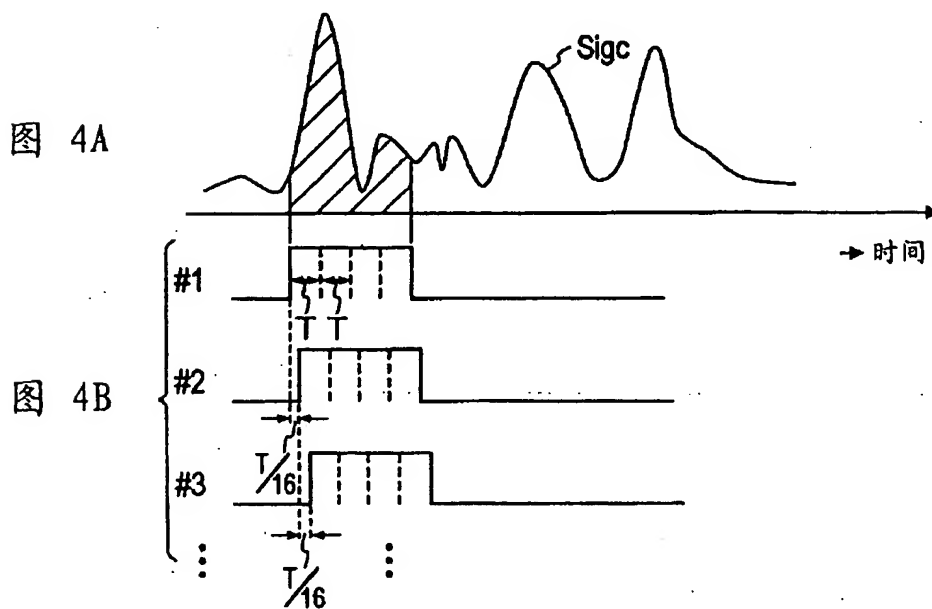


图 3



01.11.05

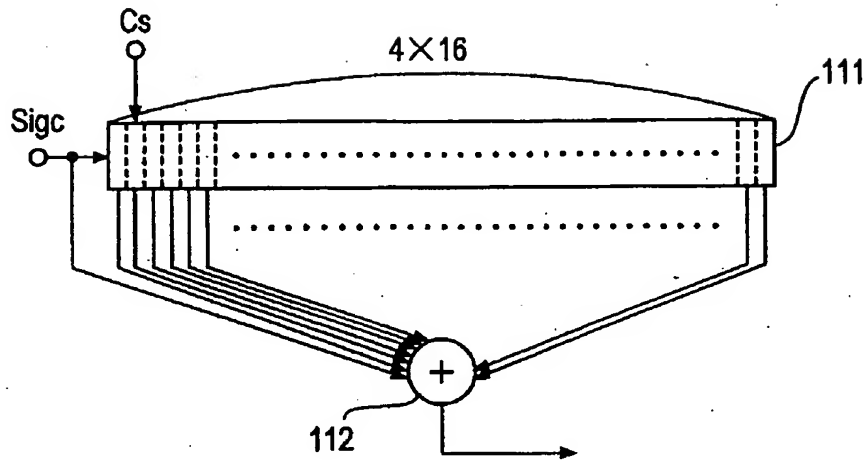


图 5A

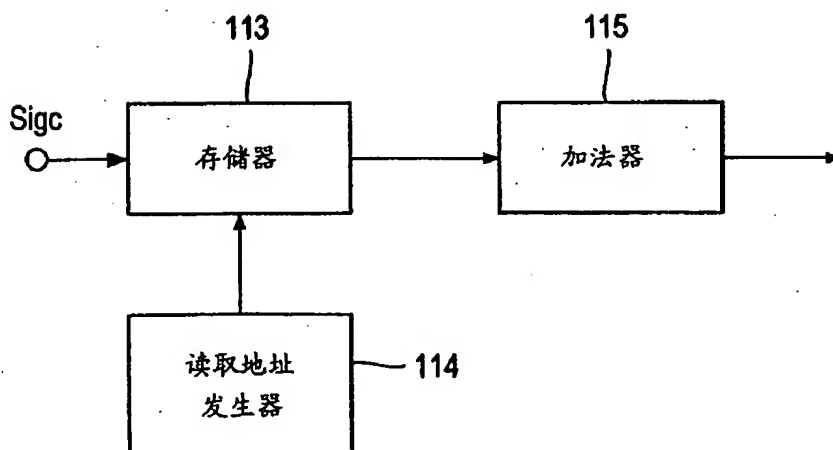


图 5B

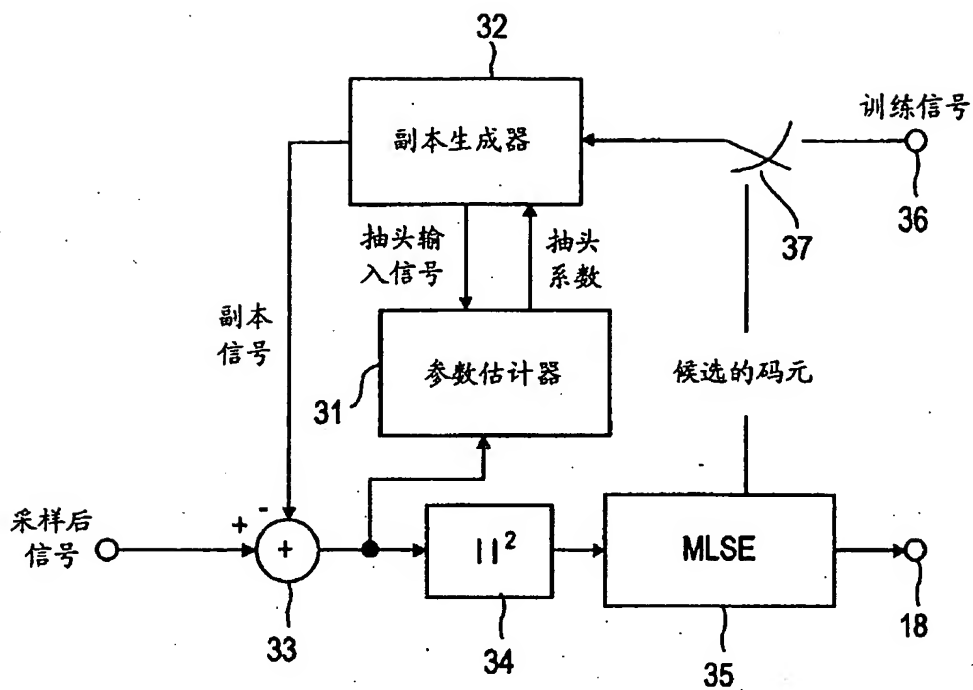


图 6

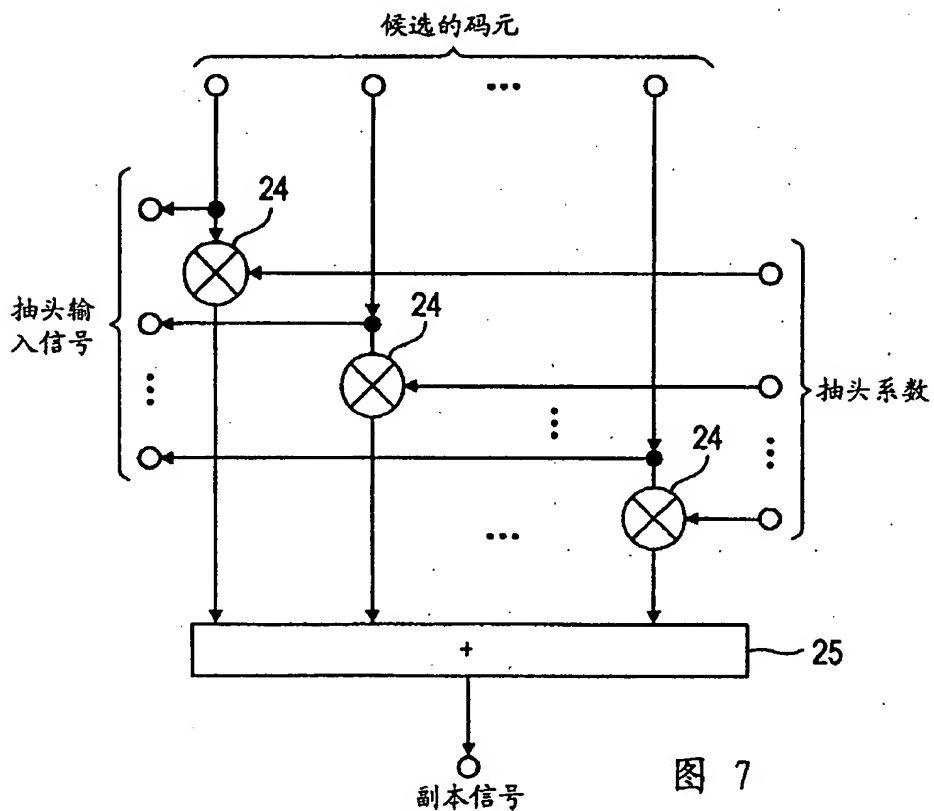


图 7

01.11.05

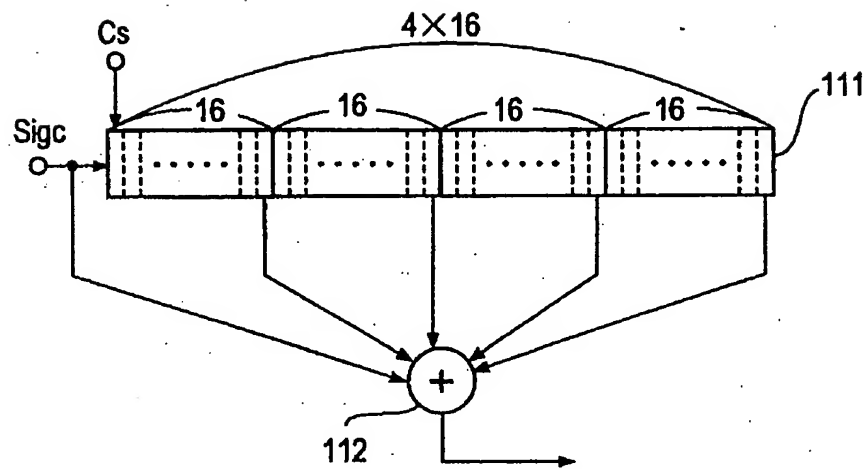


图 8

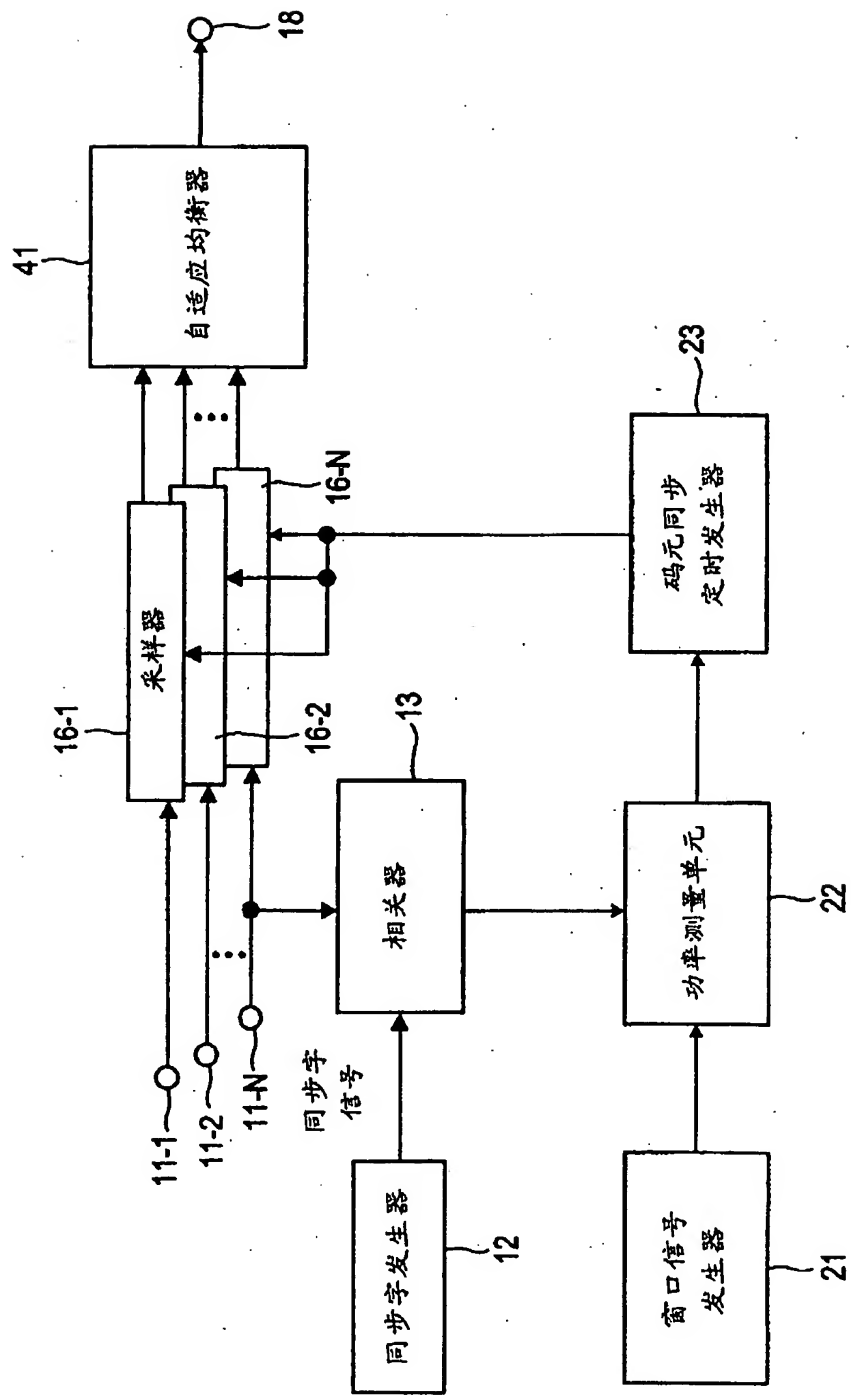
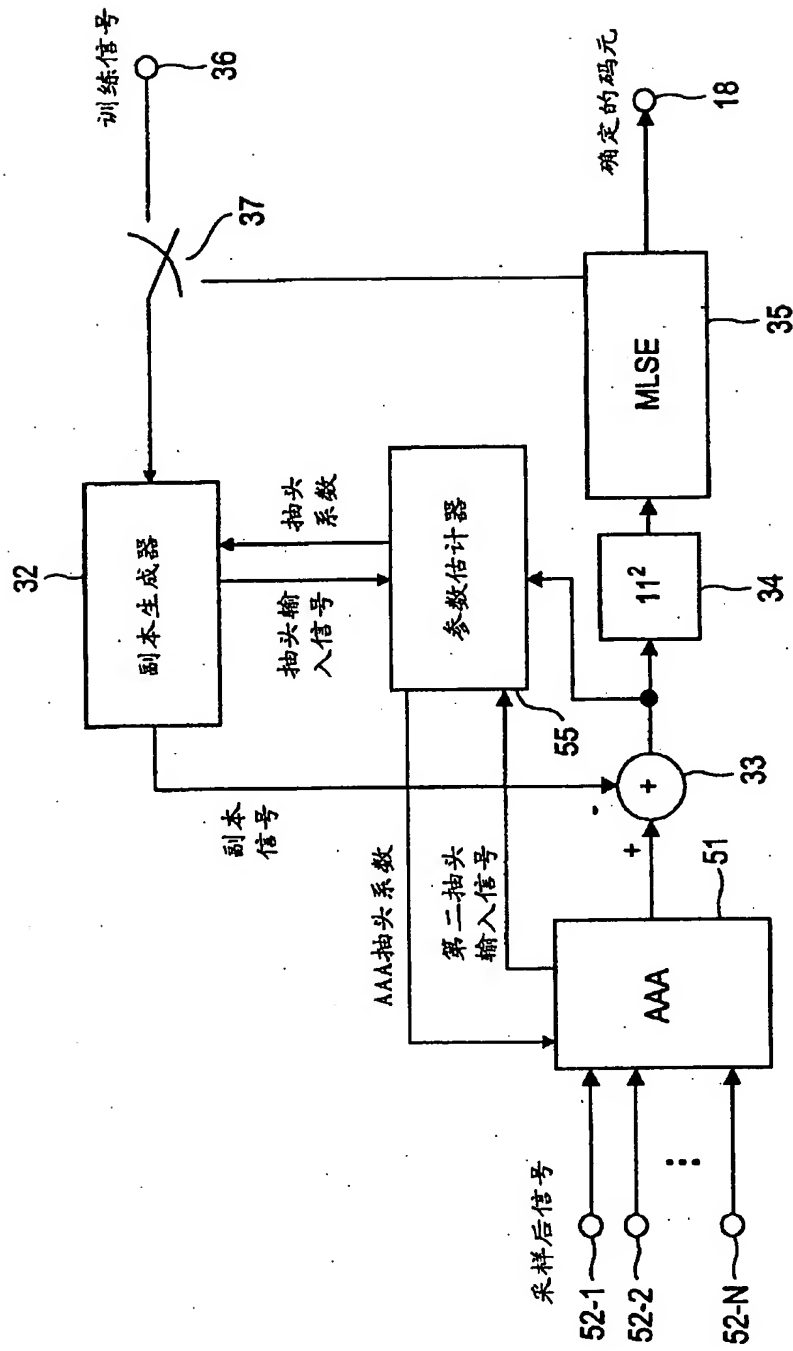


图 9



AAA: 处理组合器

图 10

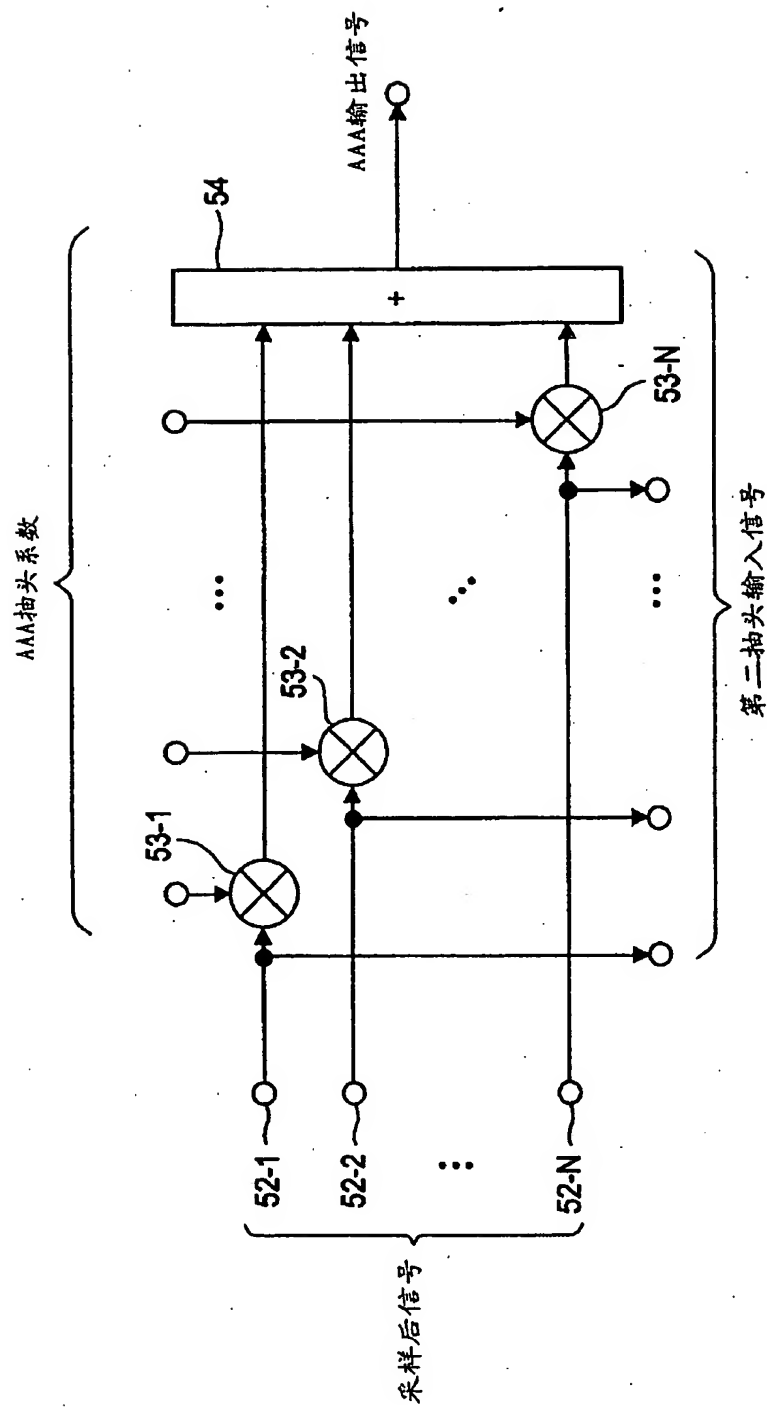


图 11

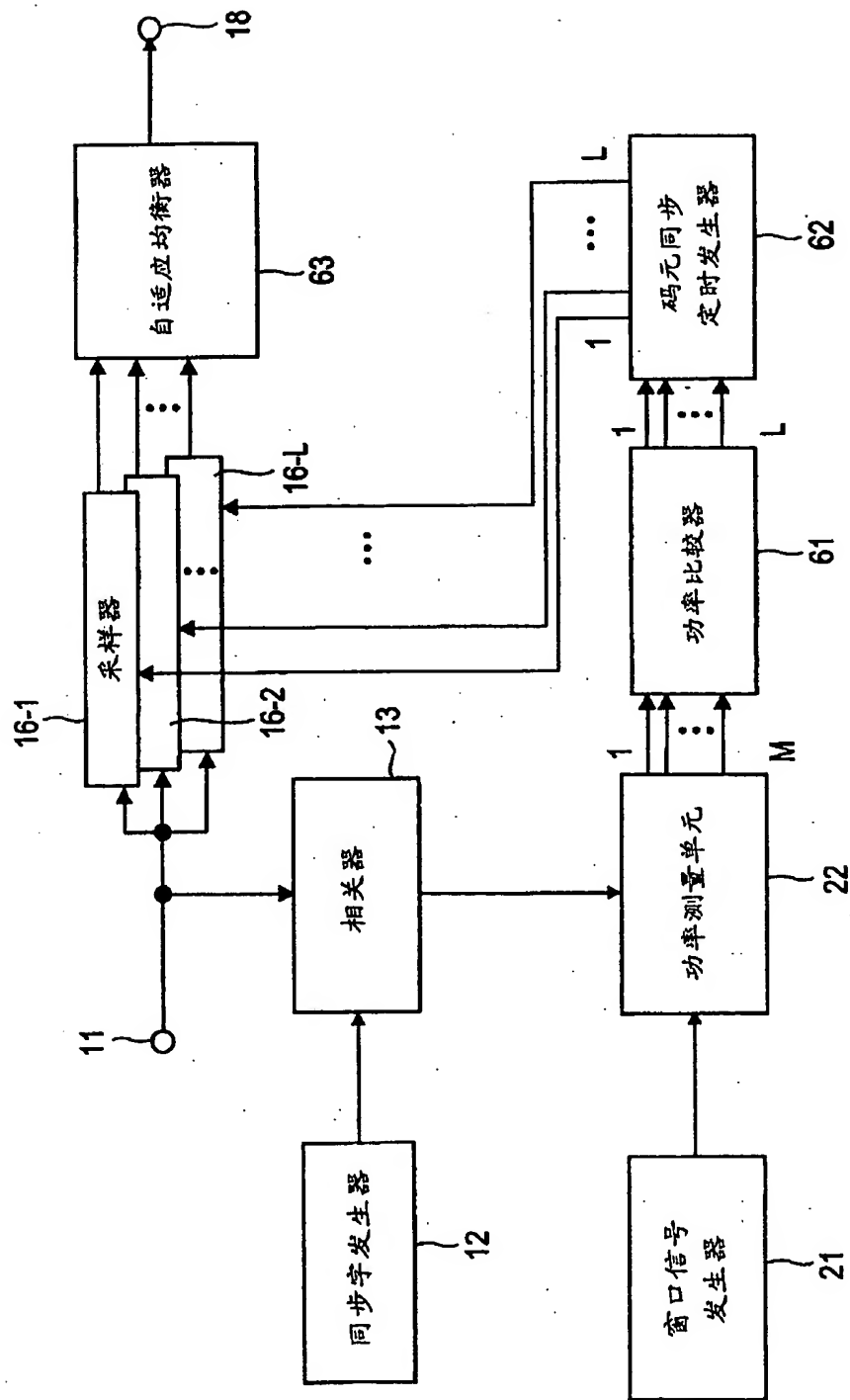


图 12

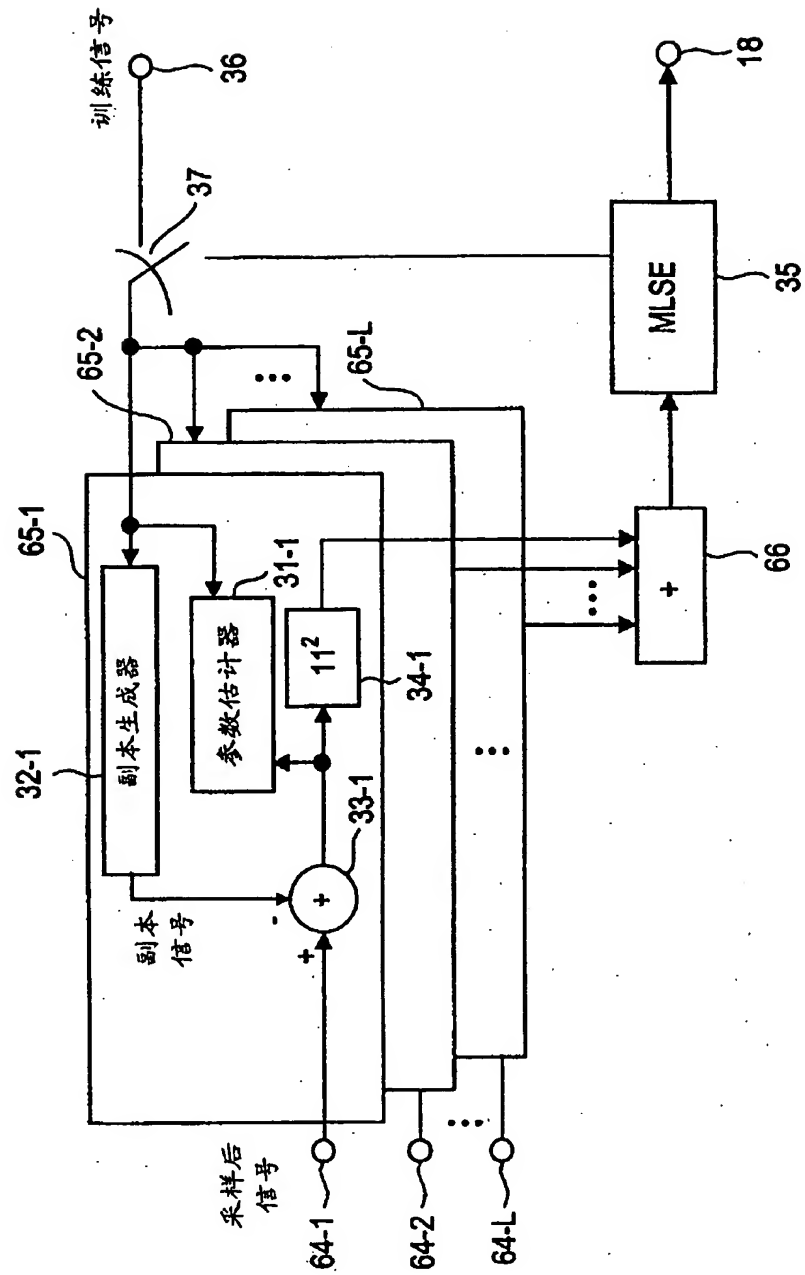


图 13

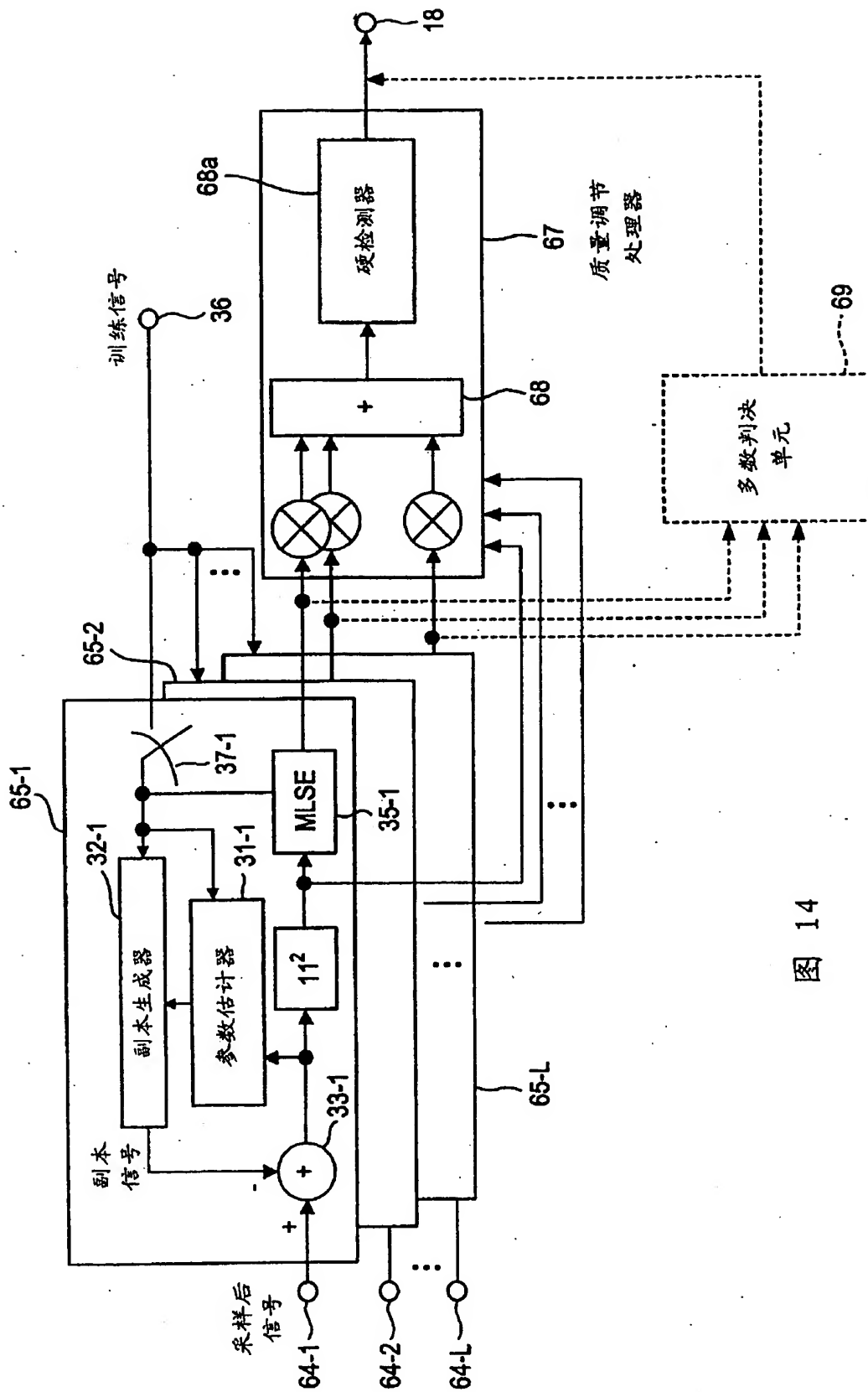


图 14

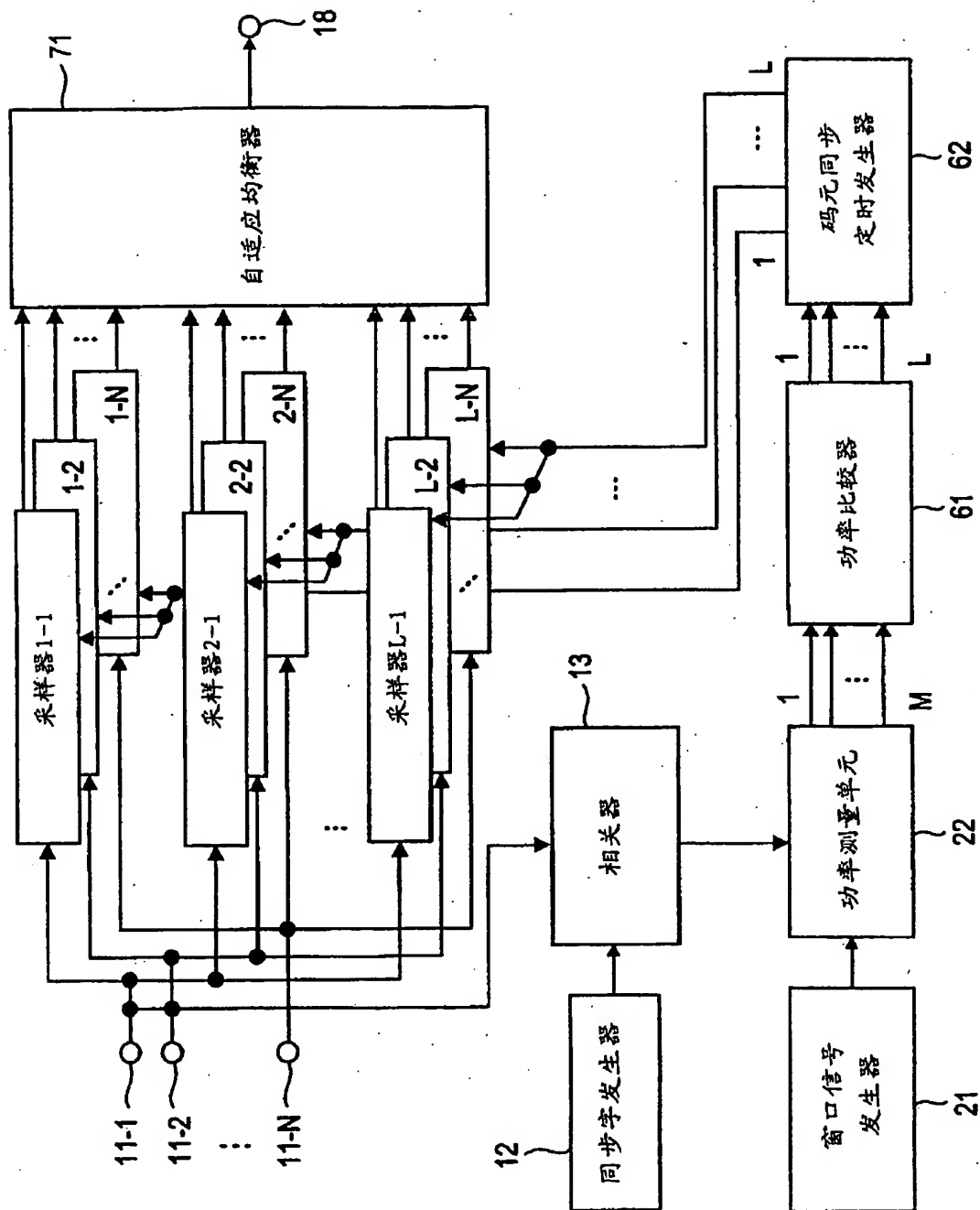


图 15

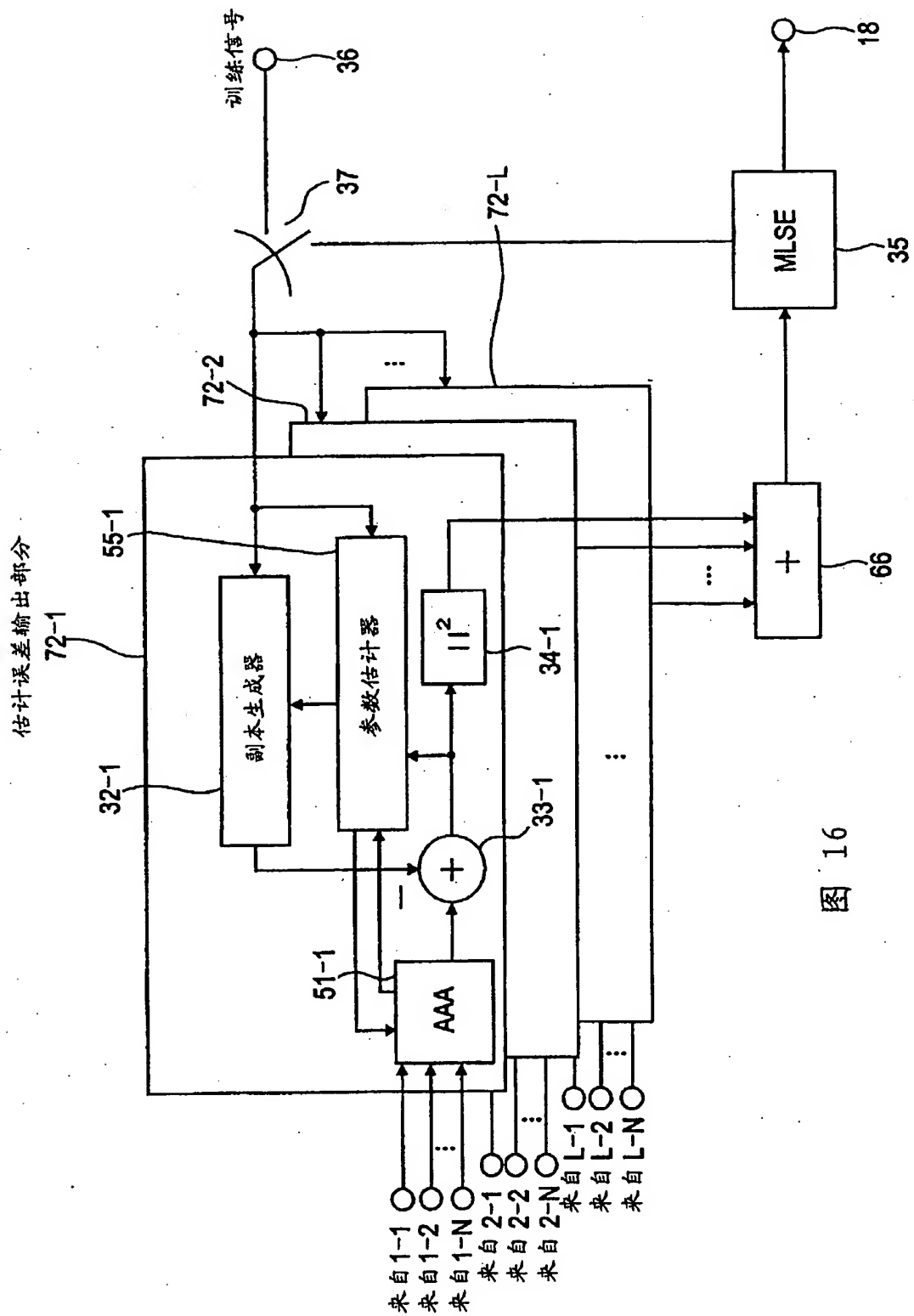


图 16

01.11.05

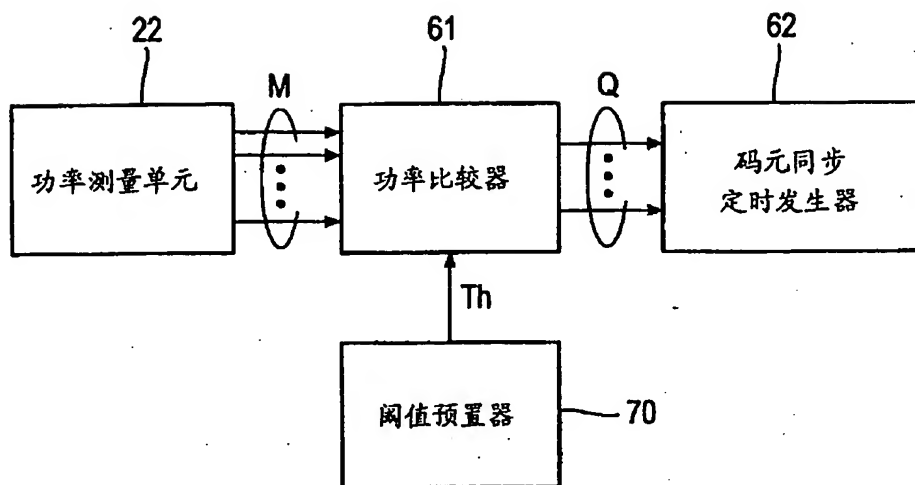


图 17A

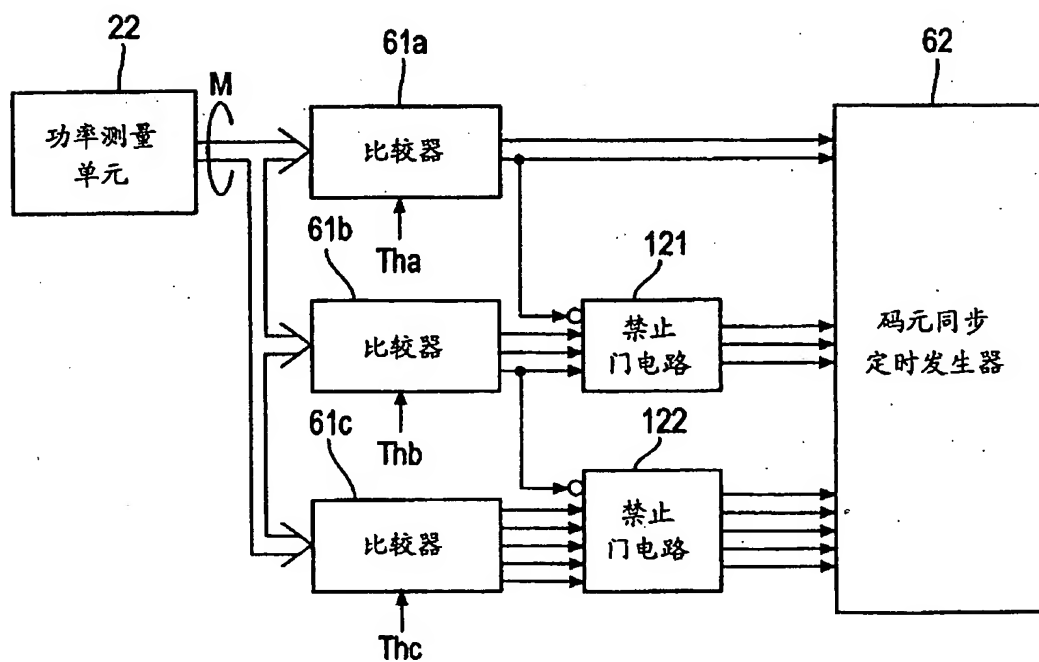


图 17B

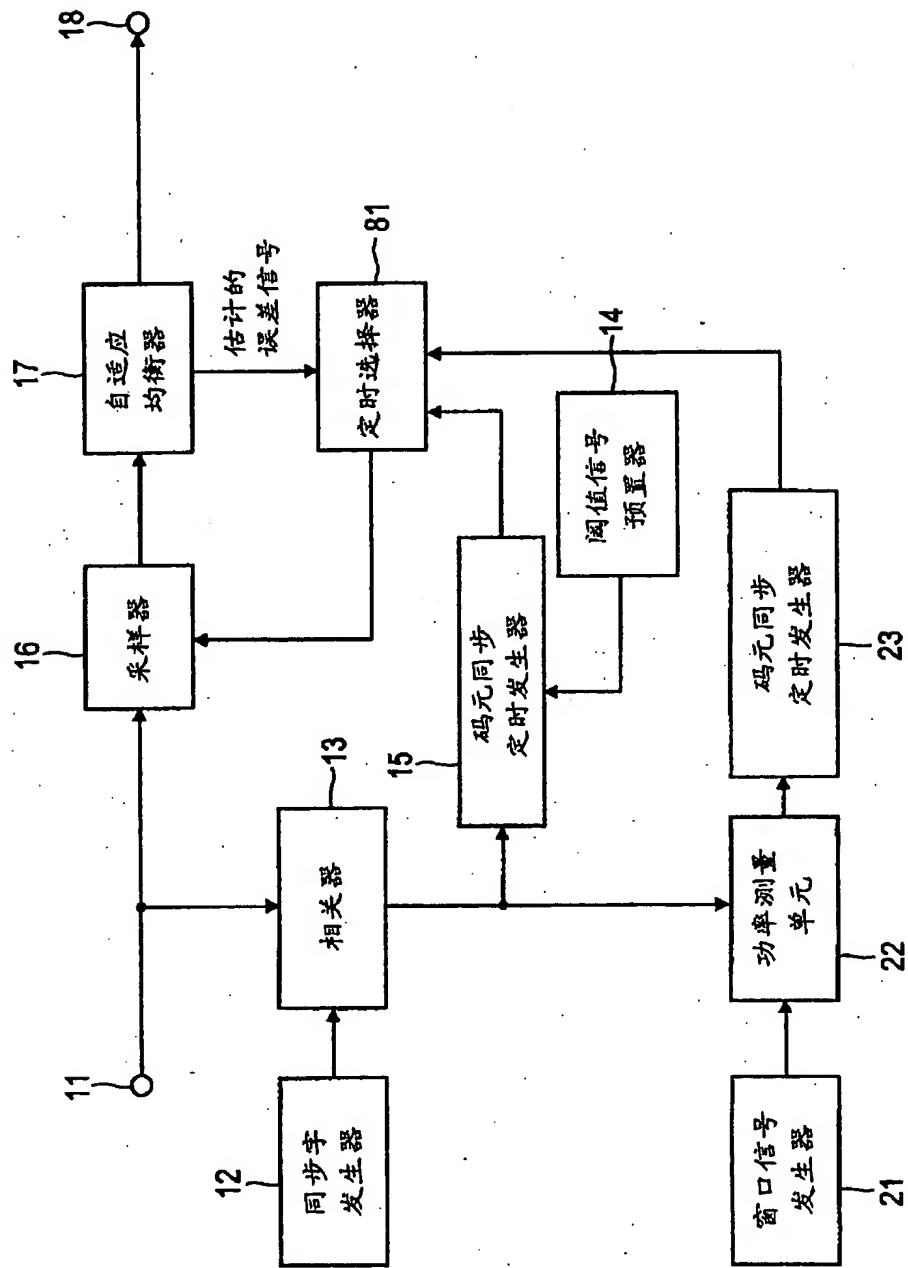


图 18

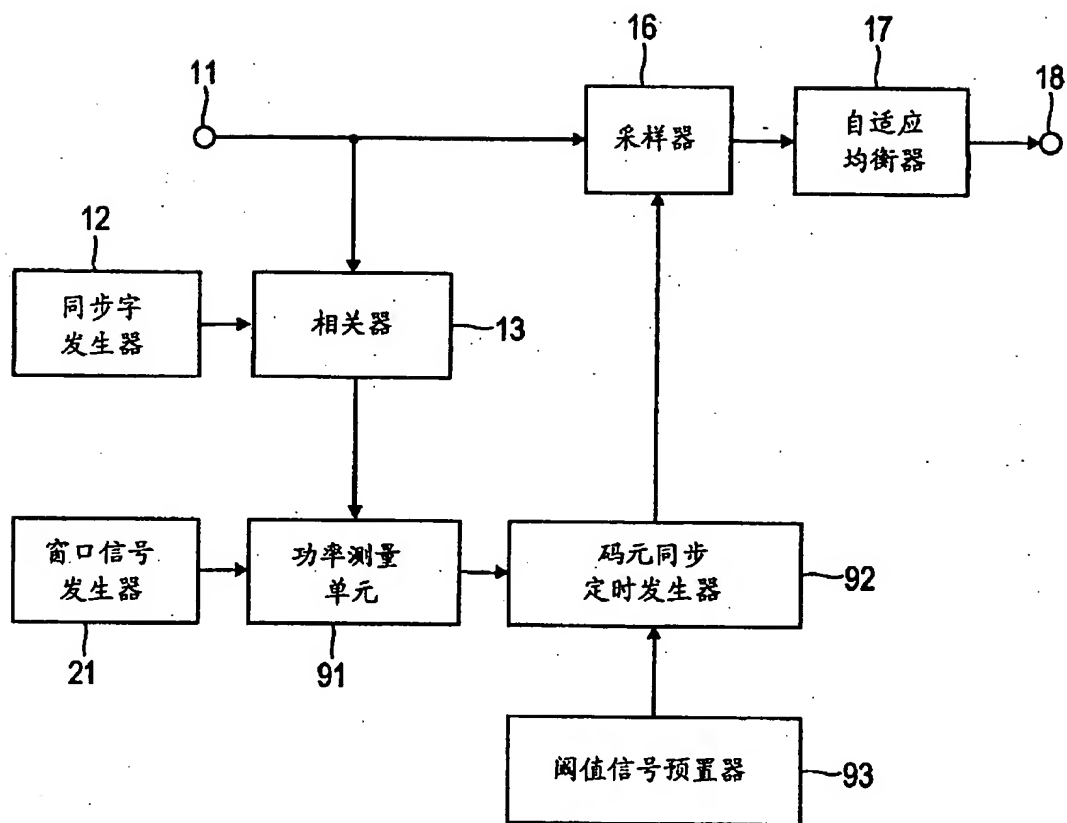


图 19

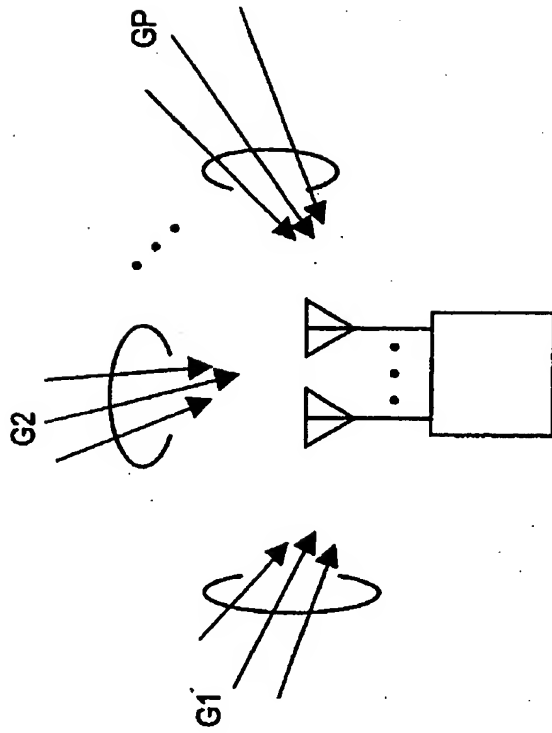


图 20A

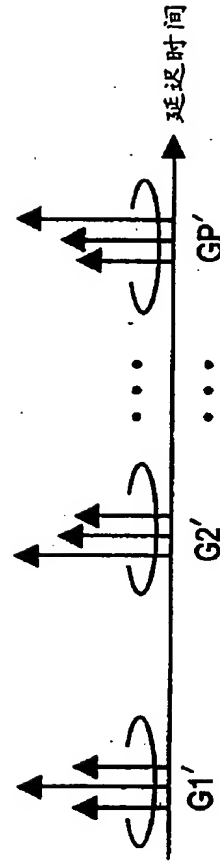


图 20B

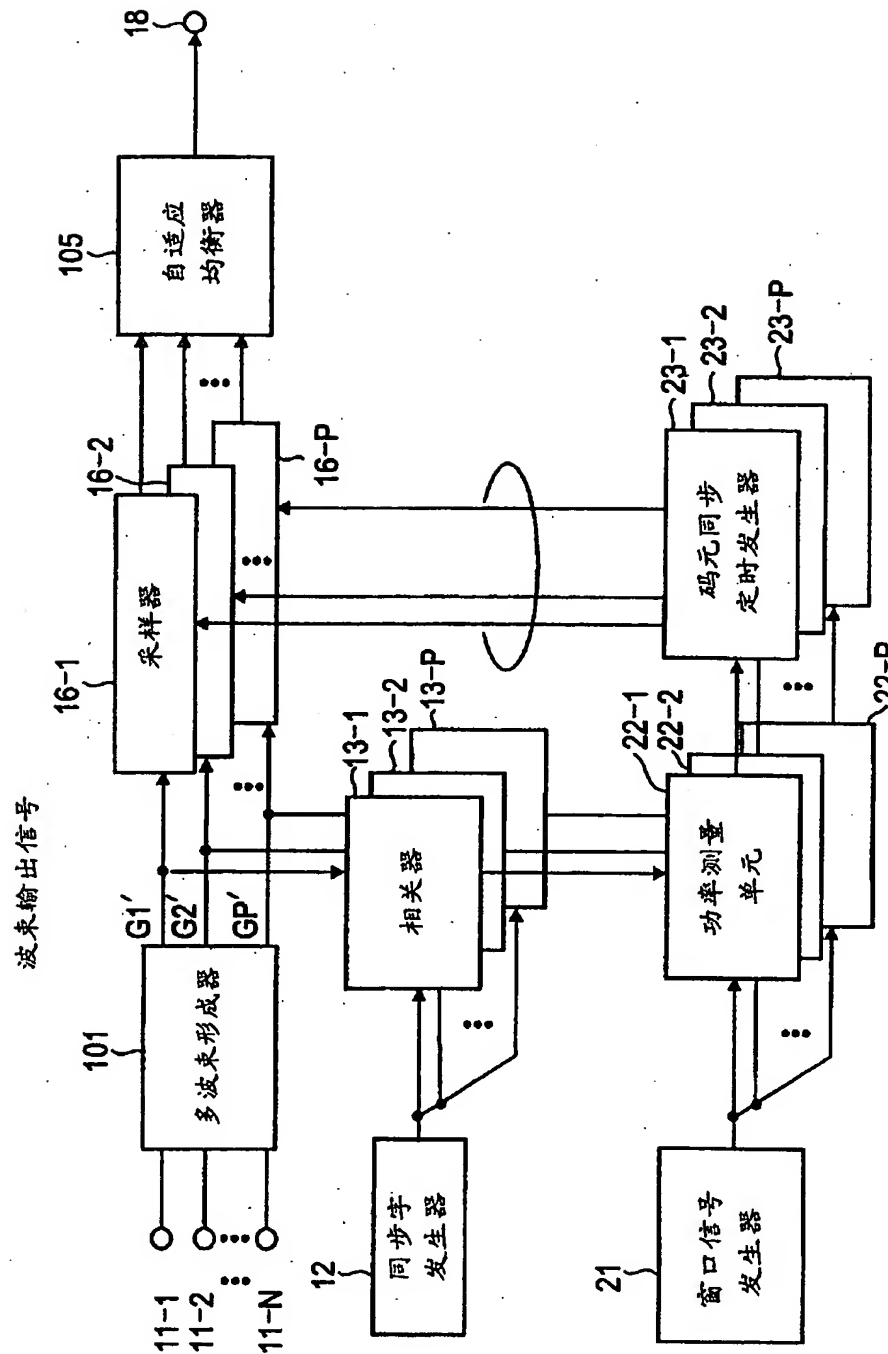


图 21

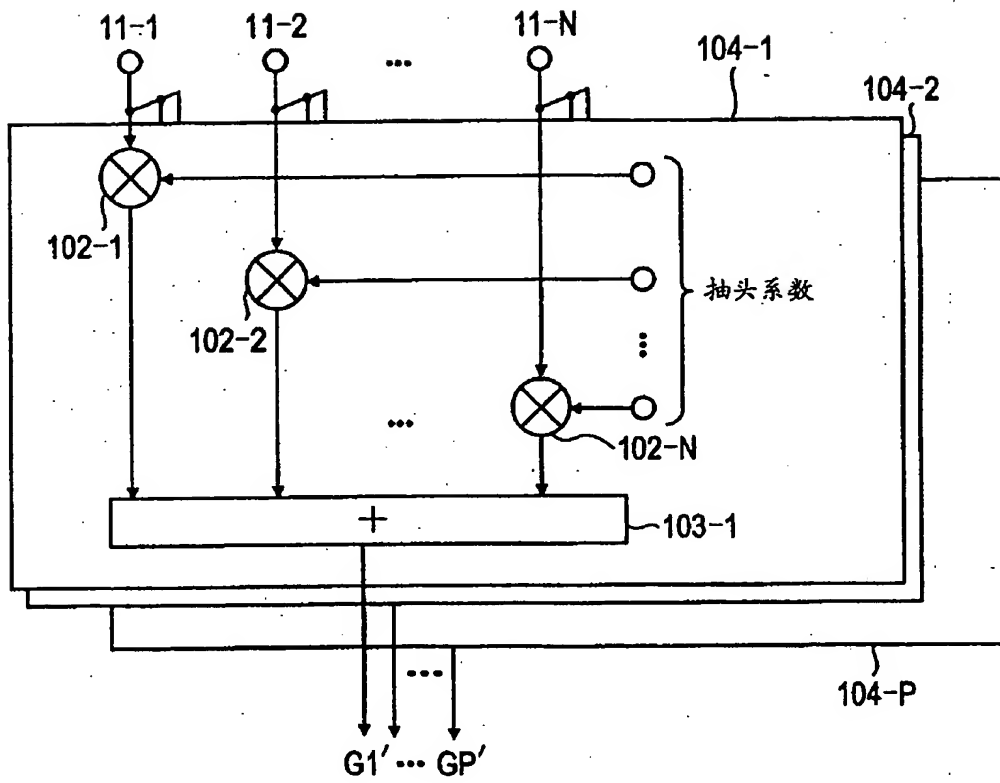


图 22

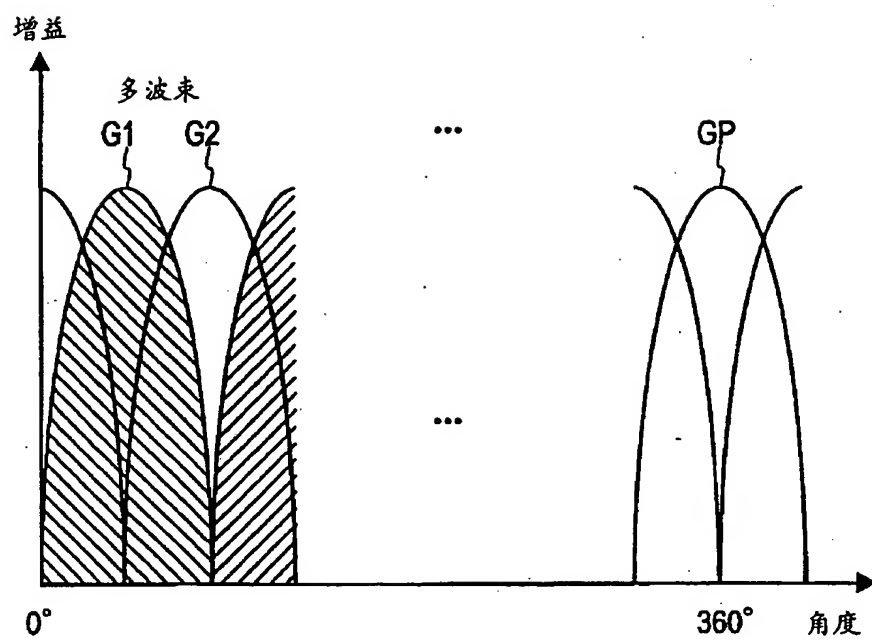


图 23

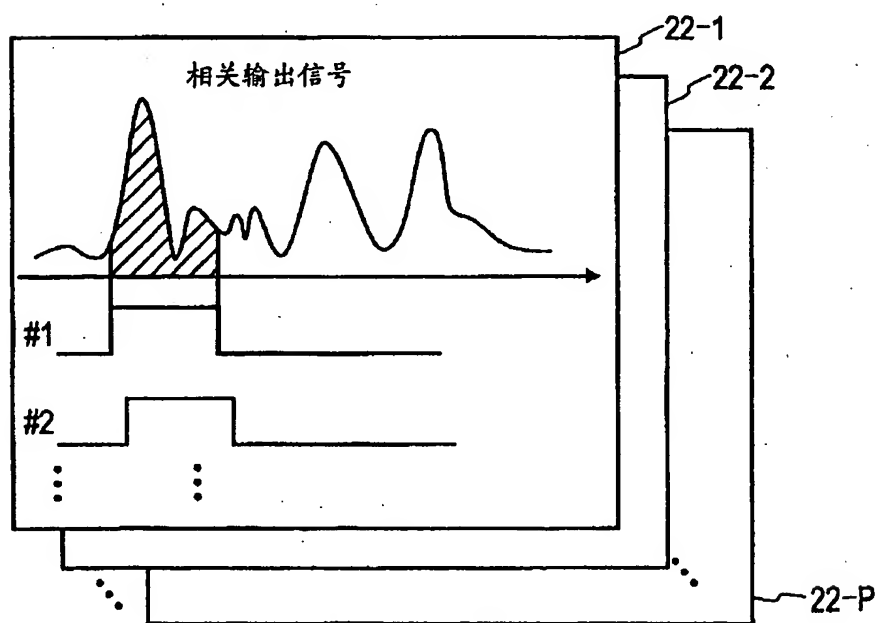


图 24

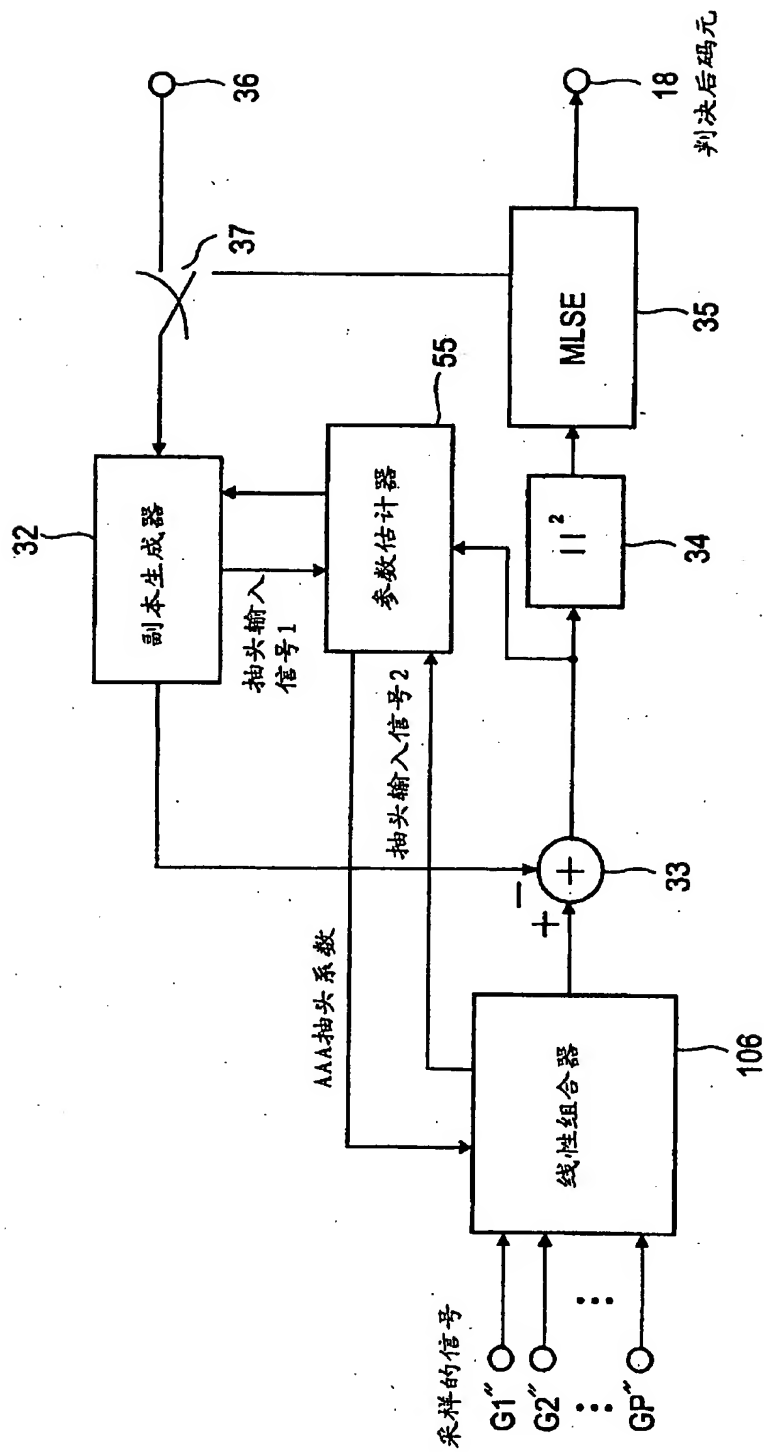


图 25

01.11.05

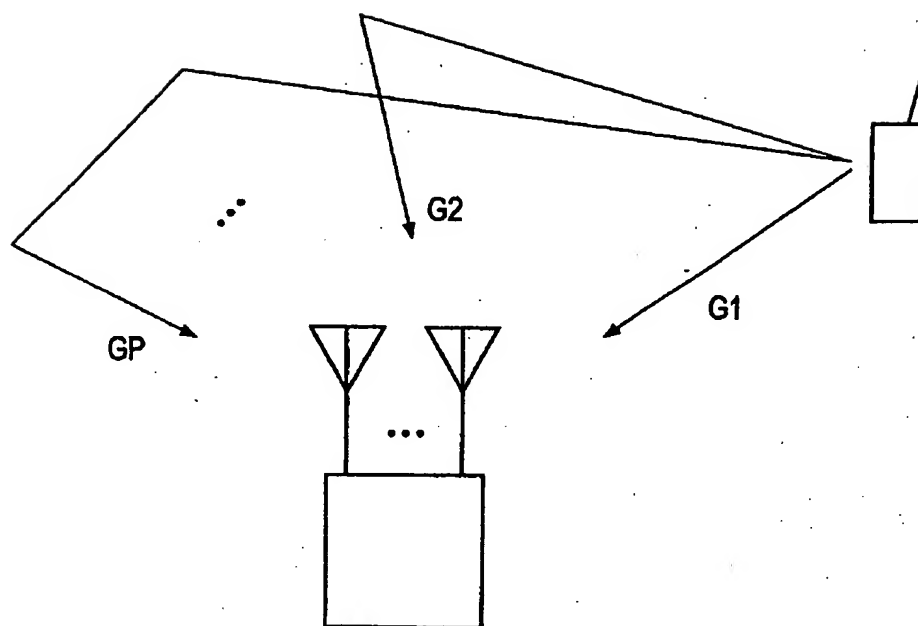


图 26A

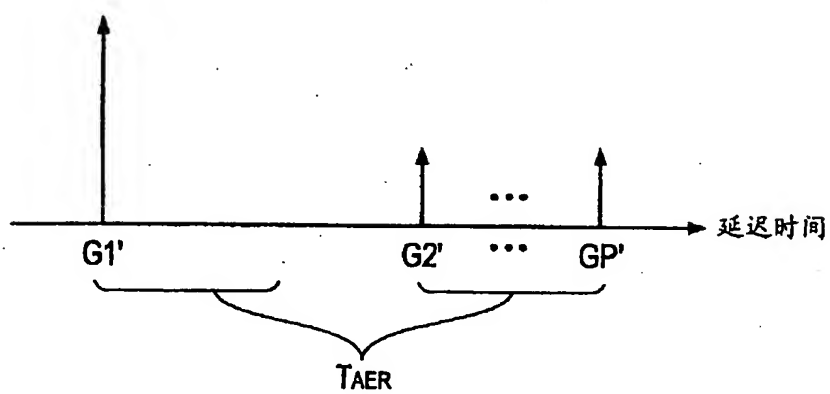


图 26B

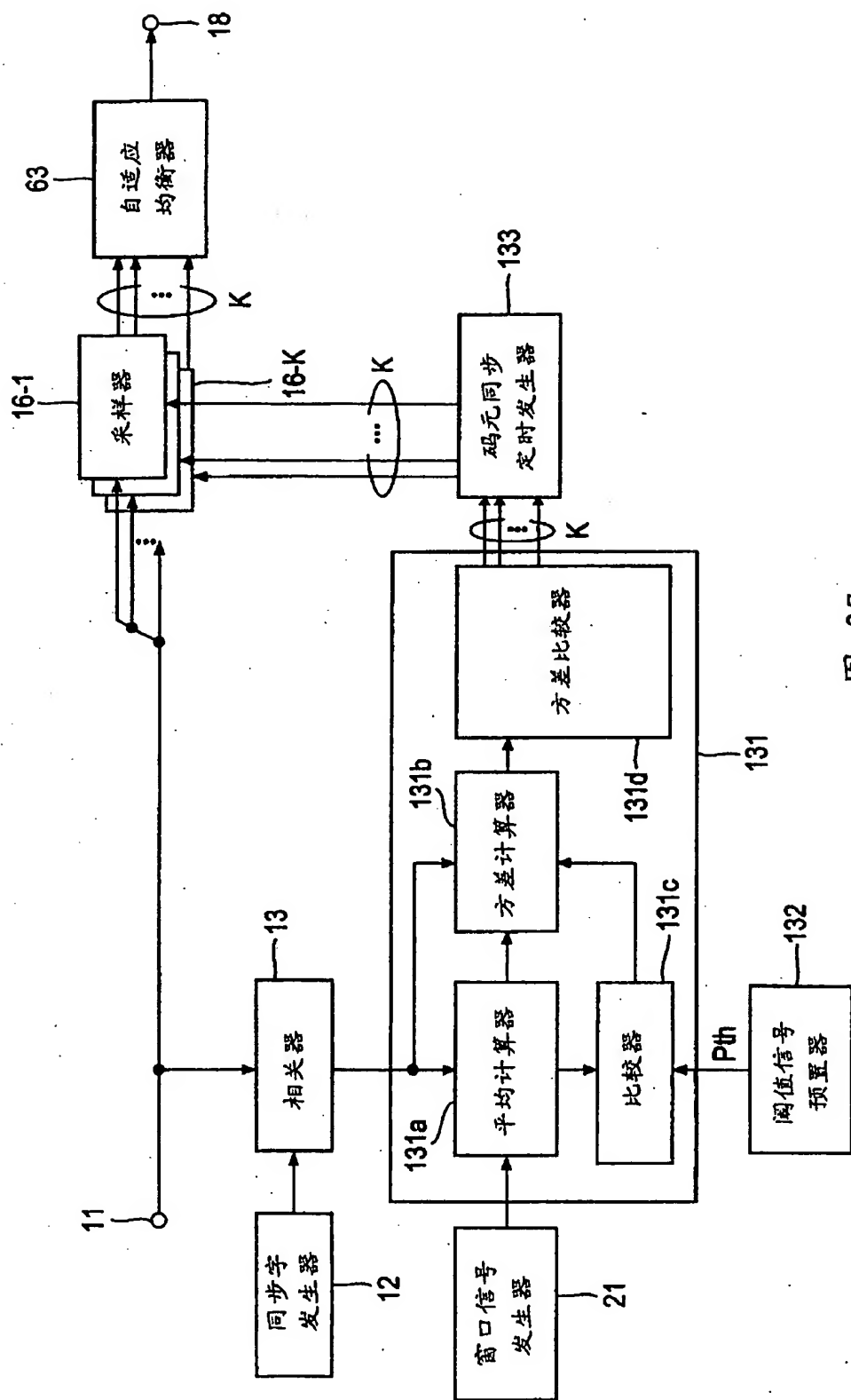
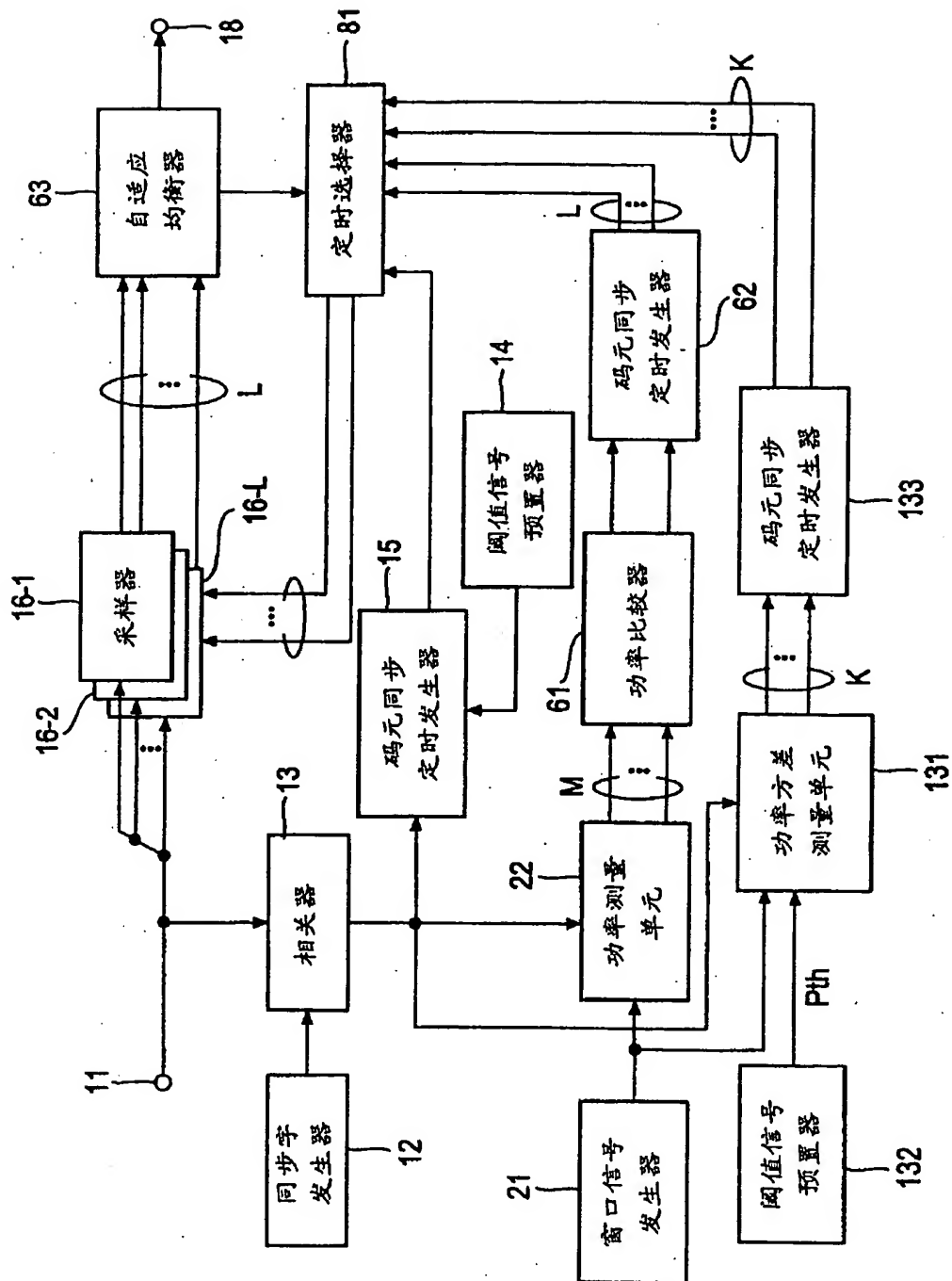


图 27



28

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.